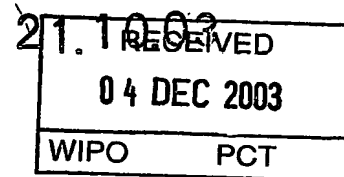


BEST AVAILABLE COPY

PCT/JP03/13411

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE



別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2002年11月 5日

出 願 番 号
Application Number: 特願2002-321105
[ST. 10/C]: [JP2002-321105]

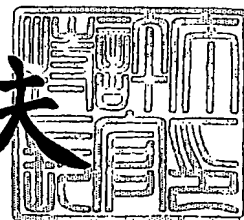
出 願 人
Applicant(s): サンケン電気株式会社

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

2003年11月21日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井康夫



出証番号 出証特2003-3096348

【書類名】 特許願

【整理番号】 SNK-164

【提出日】 平成14年11月 5日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02M 3/335

【発明の名称】 直流変換装置

【請求項の数】 13

【発明者】

【住所又は居所】 埼玉県新座市北野 3 丁目 6 番 3 号 サンケン電気株式会社
社内

【氏名】 鶴谷 守

【特許出願人】

【識別番号】 000106276

【氏名又は名称】 サンケン電気株式会社

【代理人】

【識別番号】 100083806

【弁理士】

【氏名又は名称】 三好 秀和

【電話番号】 03-3504-3075

【選任した代理人】

【識別番号】 100068342

【弁理士】

【氏名又は名称】 三好 保男

【選任した代理人】

【識別番号】 100100712

【弁理士】

【氏名又は名称】 岩▲崎▼ 幸邦

【選任した代理人】

【識別番号】 100087365

【弁理士】

【氏名又は名称】 栗原 彰

【選任した代理人】

【識別番号】 100100929

【弁理士】

【氏名又は名称】 川又 澄雄

【選任した代理人】

【識別番号】 100095500

【弁理士】

【氏名又は名称】 伊藤 正和

【選任した代理人】

【識別番号】 100101247

【弁理士】

【氏名又は名称】 高橋 俊一

【選任した代理人】

【識別番号】 100098327

【弁理士】

【氏名又は名称】 高松 俊雄

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 001982

【納付金額】 21,000円

【その他】

国等の委託研究の成果に係る特許出願（平成13年度新エネルギー・産業技術総合開発機構基盤技術研究促進事業に係る委託研究、産業活力再生特別措置法第30条の適用を受けるもの）

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9803324

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 直流変換装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直流電源の両端に接続され、トランスの 1 次巻線と第 1 リアクトルと第 1 スイッチとが直列に接続された第 1 直列回路と、

前記トランスの 2 次巻線に直列に接続された整流素子及び該整流素子と前記 2 次巻線との直列回路に並列に接続された平滑素子を有する整流平滑回路と、

前記第 1 スイッチをオン／オフさせる制御回路と、

前記トランスに直列に接続され、前記第 1 スイッチがオン時に前記第 1 リアクトルに蓄えられたエネルギーを前記第 1 スイッチがオフ時に 2 次側に還流させる補助トランスと、

を有することを特徴とする直流変換装置。

【請求項 2】 前記第 1 スイッチの両端又は前記トランスの 1 次巻線の両端に接続され、第 2 スイッチとスナバコンデンサとが直列に接続された第 2 直列回路と、

前記トランスの 1 次巻線に並列に接続された可飽和リアクトルと、

前記第 1 スイッチがオン時に電力を蓄え、前記第 1 スイッチがオフ時に前記電力を前記スナバコンデンサに供給する電力供給源とを有し、

前記制御回路は、前記第 1 スイッチと前記第 2 スイッチとを交互にオン／オフさせると共に前記第 2 スイッチの電流が増大した時に前記第 2 スイッチをオフさせることを特徴とする請求項 1 記載の直流変換装置。

【請求項 3】 前記第 1 リアクトルは、前記トランスのコアに疎結合させて巻回された前記トランスの 1 次巻線及び 2 次巻線間のリーケージインダクタからなり、前記トランスのコアには前記トランスの 1 次巻線と前記補助トランスの 2 次巻線とが密結合させて巻回されてなることを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 記載の直流変換装置。

【請求項 4】 前記可飽和リアクトルは、前記トランスのコアの飽和特性を用いることを特徴とする請求項 2 又は請求項 3 記載の直流変換装置。

【請求項 5】 前記電力供給源は、前記直流電源の一端と前記第 1 スイッチ

及び前記第 2 スwitch の接続点とに接続され、第 2 リアクトルとダイオードとが直列に接続された第 3 直列回路からなることを特徴とする請求項 2 乃至請求項 4 のいずれか 1 項記載の直流変換装置。

【請求項 6】 前記電力供給源は、前記トランスの 1 次巻線に直列に接続された第 3 リアクトルからなることを特徴とする請求項 2 乃至請求項 4 のいずれか 1 項記載の直流変換装置。

【請求項 7】 前記第 3 リアクトルは、前記トランスのリーケージインダクタからなることを特徴とする請求項 6 記載の直流変換装置。

【請求項 8】 前記トランスのコアに前記トランスの 1 次巻線と疎結合させて巻回された 1 以上の 3 次巻線を設け、各々の前記 3 次巻線に対応して前記整流素子及び前記平滑素子を有する前記整流平滑回路を設けたことを特徴とする請求項 1 乃至請求項 7 のいずれか 1 項記載の直流変換装置。

【請求項 9】 前記トランスのコアの磁路の一部に断面積の少ない部分を設けたことを特徴とする請求項 1 乃至請求項 8 のいずれか 1 項記載の直流変換装置。

【請求項 10】 前記整流平滑回路は、前記トランスの 2 次巻線の一端と前記補助トランスの 2 次巻線の一端との接続点と前記平滑素子の一端とに接続され且つ制御端子が前記補助トランスの 2 次巻線の他端に接続された第 3 スwitch と、前記補助トランスの 2 次巻線の他端と前記平滑素子の一端とに接続され且つ制御端子が前記補助トランスの 2 次巻線の一端に接続された第 4 スwitch を有することを特徴とする請求項 1 乃至請求項 9 のいずれか 1 項記載の直流変換装置。

【請求項 11】 前記直流電源は、交流電源と、この交流電源に接続されて交流電圧を整流する入力整流回路とからなり、

前記入力整流回路の一方の出力端と他方の出力端との間に接続され、入力平滑コンデンサと前記交流電源がオンされたときに前記入力平滑コンデンサの突入電流を軽減する突入電流制限抵抗とが直列に接続された直列回路を有し、

前記第 1 スwitch は、前記入力整流回路の一方の出力端に前記トランスの 1 次巻線を介して接続されたノーマリオンタイプのスwitch からなり、

前記制御回路は、前記交流電源がオンされたときに前記突入電流制限抵抗に発

生した電圧により前記第1スイッチをオフさせ、前記入力平滑コンデンサが充電された後、前記第1スイッチをオン／オフさせるスイッチング動作を開始させることを特徴とする請求項1乃至請求項10のいずれか1項記載の直流変換装置。

【請求項12】 前記トランスは補助巻線をさらに備え、該トランスの補助巻線に発生する電圧を前記制御回路に供給する通常動作電源部を有することを特徴とする請求項11記載の直流変換装置。

【請求項13】 前記突入電流制限抵抗に並列に接続された半導体スイッチを有し、

前記制御回路は、前記第1スイッチのスイッチング動作を開始させた後、前記半導体スイッチをオンさせることを特徴とする請求項11又は請求項12記載の直流変換装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、高効率、小型、低ノイズな直流変換装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

図24に従来のこの種の直流変換装置の回路構成図を示す（非特許文献1、非特許文献2）。図24に示す直流変換装置において、直流電源 V_{dc1} にトランス T の1次巻線5a（巻数 n_1 ）を介してMOSFET（以下、FETと称する。）等からなる主スイッチ Q_1 が接続され、1次巻線5aの両端には、抵抗 R_2 及びスナバコンデンサ C_2 からなる並列回路とこの並列回路に直列に接続されたダイオード D_3 とが接続されている。主スイッチ Q_1 は、制御回路100のPWM制御によりオン／オフするようになっている。

【0003】

また、トランス T の1次巻線5aとトランス T の2次巻線5bとは互いに同相電圧が発生するように巻回されており、トランス T の2次巻線5b（巻数 n_2 ）には、ダイオード D_1 、 D_2 とリアクトル L_1 とコンデンサ C_4 とからなる整流平滑回路が接続されている。この整流平滑回路は、トランス T の2次巻線5bに

誘起された電圧（オン／オフ制御されたパルス電圧）を整流平滑して直流出力を負荷 R L に出力する。

【0004】

制御回路 100 は、図示しない演算増幅器及びフォトカプラを有し、演算増幅器は、負荷 R L の出力電圧と基準電圧とを比較し、負荷 R L の出力電圧が基準電圧以上となったときに、主スイッチ Q 1 に印加されるパルスのオン幅を狭くするように制御する。すなわち、負荷 R L の出力電圧が基準電圧以上となったときに、主スイッチ Q 1 のパルスのオン幅を狭くすることで、出力電圧を一定電圧に制御するようになっている。

【0005】

次に、このように構成された直流変換装置の動作を図 25 に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。なお、図 25 では、主スイッチ Q 1 の両端間の電圧 $Q1v$ 、主スイッチ Q 1 に流れる電流 $Q1i$ 、主スイッチ Q 1 をオン／オフ制御する Q 1 制御信号を示している。

【0006】

まず、時刻 t_{31} において、Q 1 制御信号により主スイッチ Q 1 がオンし、直流電源 V_{dc1} からトランス T の 1 次巻線 5 a を介して主スイッチ Q 1 に電流 $Q1i$ が流れる。この電流は、時刻 t_{32} まで時間の経過とともに直線的に増大していく。また、1 次巻線 5 a を流れる電流 $n1i$ も電流 $Q1i$ と同様に時刻 t_{32} まで時間の経過とともに直線的に増大していく。

【0007】

なお、時刻 t_{31} から時刻 t_{32} では、1 次巻線 5 a の主スイッチ Q 1 側が一側になり、且つ 1 次巻線 5 a と 2 次巻線 5 b とは同相になっているので、ダイオード D 1 のアノード側が＋側になるため、 $5b \rightarrow D1 \rightarrow L1 \rightarrow C4 \rightarrow 5b$ と電流が流れる。

【0008】

次に、時刻 t_{32} において、主スイッチ Q 1 は、Q 1 制御信号により、オン状態からオフ状態に変わる。このとき、トランス T の 1 次巻線 5 a に誘起された励磁エネルギーの内、リーケージインダクタ L_g （2 次巻線 5 b と結合していない

インダクタンス)の励磁エネルギーは、2次巻線5bに伝送されないため、ダイオードD3を介してスナバコンデンサC2に蓄えられる。

【0009】

また、時刻 t_{32} ～時刻 t_{33} では、主スイッチQ1がオフであるため、電流 $Q1_i$ 及び1次巻線5aを流れる電流 $n1_i$ は零になる。なお、時刻 t_{32} から時刻 t_{33} では、 $L1 \rightarrow C4 \rightarrow D2 \rightarrow L1$ で電流が流れて、負荷RLに電力が供給される。

【0010】

このような直流変換装置によれば、スナバ回路(C2, R2)を挿入し、主スイッチQ1の電圧の時間的な変化を緩やかにすることで、スイッチングノイズを低減できると共に、トランスTのリーケージインダクタ L_g による主スイッチQ1へのサージ電圧を抑制することができる。

【0011】

【非特許文献1】

原田耕介著「スイッチング電源 ハンドブック」日刊工業新聞社出版、
第2章スイッチング電源の基本回路と設計演習 p. 27 図2. 2

【0012】

【非特許文献2】

清水和男著「高速スイッチングレギュレータ」総合電子出版社、2. 2
. 1他励型コンバータ p 30 図2. 5

【0013】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、図24に示す直流変換装置にあつては、スナバコンデンサC2に充電された電荷を抵抗R2によって消費させるため、損失が増大した。この損失は、変換周波数に比例するため、小型化を目的として変換周波数を上昇させた場合には、損失が増大し、効率が低下する欠点があった。

【0014】

また、トランスTの1次巻線5aに流れるトランス励磁電流は、図27に示すように、主スイッチQ1がオン時には直線的に正の値で増加していき、主スイッ

チQ1がオフ時には直線的に減少してゼロになる。即ち、トランスTの磁束は、図26に示すように、B-Hカーブの第1象限のみ使用するため、トランスTのコアの利用率が低く、トランスTが大型化していた。

【0015】

本発明は、トランスの小型化とスイッチのゼロ電圧スイッチングを可能とし、小型、高効率、低ノイズ化することができる直流変換装置を提供することにある。

【0016】

【課題を解決するための手段】

本発明は前記課題を解決するために以下の構成とした。請求項1の発明は、直流電源の両端に接続され、トランスの1次巻線と第1リアクトルと第1スイッチとが直列に接続された第1直列回路と、前記トランスの2次巻線に直列に接続された整流素子及び該整流素子と前記2次巻線との直列回路に並列に接続された平滑素子を有する整流平滑回路と、前記第1スイッチをオン／オフさせる制御回路と、前記トランスに直列に接続され、前記第1スイッチがオン時に前記第1リアクトルに蓄えられたエネルギーを前記第1スイッチがオフ時に2次側に還流させる補助トランスとを有することを特徴とする。

【0017】

請求項2の発明は、前記第1スイッチの両端又は前記トランスの1次巻線の両端に接続され、第2スイッチとスナバコンデンサとが直列に接続された第2直列回路と、前記トランスの1次巻線に並列に接続された可飽和リアクトルと、前記第1スイッチがオン時に電力を蓄え、前記第1スイッチがオフ時に前記電力を前記スナバコンデンサに供給する電力供給源とを有し、前記制御回路は、前記第1スイッチと前記第2スイッチとを交互にオン／オフさせると共に前記第2スイッチの電流が増大した時に前記第2スイッチをオフさせることを特徴とする。

【0018】

請求項3の発明では、前記第1リアクトルは、前記トランスのコアに疎結合させて巻回された前記トランスの1次巻線及び2次巻線間のリーケージインダクタからなり、前記トランスのコアには前記トランスの1次巻線と前記補助トランス

の 2 次巻線とが密結合させて巻回されてなることを特徴とする。

【 0 0 1 9 】

請求項 4 の発明では、前記可飽和リアクトルは、前記トランスのコアの飽和特性を用いることを特徴とする。

【 0 0 2 0 】

請求項 5 の発明では、前記電力供給源は、前記直流電源の一端と前記第 1 スイッチ及び前記第 2 スイッチの接続点とに接続され、第 2 リアクトルとダイオードとが直列に接続された第 3 直列回路からなることを特徴とする。

【 0 0 2 1 】

請求項 6 の発明では、前記電力供給源は、前記トランスの 1 次巻線に直列に接続された第 3 リアクトルからなることを特徴とする。

【 0 0 2 2 】

請求項 7 の発明では、前記第 3 リアクトルは、前記トランスのリーケージインダクタからなることを特徴とする。

【 0 0 2 3 】

請求項 8 の発明は、前記トランスのコアに前記トランスの 1 次巻線と疎結合させて巻回された 1 以上の 3 次巻線を設け、各々の前記 3 次巻線に対応して前記整流素子及び前記平滑素子を有する前記整流平滑回路を設けたことを特徴とする。

【 0 0 2 4 】

請求項 9 の発明は、前記トランスのコアの磁路の一部に断面積の少ない部分を設けたことを特徴とする。

【 0 0 2 5 】

請求項 1 0 の発明では、前記整流平滑回路は、前記トランスの 2 次巻線の一端と前記補助トランスの 2 次巻線の一端との接続点と前記平滑素子の一端とに接続され且つ制御端子が前記補助トランスの 2 次巻線の他端に接続された第 3 スイッチと、前記補助トランスの 2 次巻線の他端と前記平滑素子の一端とに接続され且つ制御端子が前記補助トランスの 2 次巻線の一端に接続された第 4 スイッチを有することを特徴とする。

【 0 0 2 6 】

請求項 11 の発明は、前記直流電源は、交流電源と、この交流電源に接続されて交流電圧を整流する入力整流回路とからなり、前記入力整流回路の一方の出力端と他方の出力端との間に接続され、入力平滑コンデンサと前記交流電源がオンされたときに前記入力平滑コンデンサの突入電流を軽減する突入電流制限抵抗とが直列に接続された直列回路を有し、前記第 1 スイッチは、前記入力整流回路の一方の出力端に前記トランスの 1 次巻線を介して接続されたノーマリオンタイプのスイッチからなり、前記制御回路は、前記交流電源がオンされたときに前記突入電流制限抵抗に発生した電圧により前記第 1 スイッチをオフさせ、前記入力平滑コンデンサが充電された後、前記第 1 スイッチをオン／オフさせるスイッチング動作を開始させることを特徴とする。

【0027】

請求項 12 の発明では、前記トランスは補助巻線をさらに備え、該トランスの補助巻線に発生する電圧を前記制御回路に供給する通常動作電源部を有することを特徴とする。

【0028】

請求項 13 の発明は、前記突入電流制限抵抗に並列に接続された半導体スイッチを有し、前記制御回路は、前記第 1 スイッチのスイッチング動作を開始させた後、前記半導体スイッチをオンさせることを特徴とする。

【0029】

【発明の実施の形態】

以下、本発明に係る直流変換装置の実施の形態を図面を参照して詳細に説明する。

【0030】

(第 1 の実施の形態)

第 1 の実施の形態に係る直流変換装置は、主スイッチをオンした時にトランスの 2 次巻線を介して直接に負荷に電力を供給し、主スイッチをオフした時にトランスの 1 次巻線に蓄えられた励磁エネルギーをスナバコンデンサに蓄え、補助スイッチをオンすることにより、トランスのコアの B-H カーブの第 1、第 3 象限を使い、かつ、励磁エネルギーの不足分を電力供給源から補うことにより、B-

Hカーブの出発点を第3象限の下端にすると共に、トランスの1次巻線に、可飽和リアクトルを並列に接続することにより、補助スイッチのオン期間の終了間際で可飽和リアクトルを飽和させ、電流を増大させることにより、補助スイッチのオフ時の逆電圧の発生を急峻とし、主スイッチをゼロ電圧スイッチ動作させることを特徴とする。

【0031】

また、トランスTの2次側には、ダイオードD1とコンデンサC4とからなる整流平滑回路を設け、図24（従来の回路）に示すダイオードD2とリアクトルL1を削除したことを特徴とする。

【0032】

図1は第1の実施の形態に係る直流変換装置の回路構成図である。図1に示す直流変換装置において、直流電源Vdc1の両端にはトランスTの1次巻線5a（巻数n1）とFETからなるスイッチQ1（主スイッチ）との直列回路が接続されている。スイッチQ1の両端にはダイオードD3と共振用コンデンサC1とが並列に接続されている。

【0033】

トランスTの1次巻線5aの一端とスイッチQ1の一端との接続点にはFETからなるスイッチQ2（補助スイッチ）の一端が接続され、スイッチQ2の他端はスナバコンデンサC3を介して直流電源Vdc1の正極に接続されている。なお、スイッチQ2の他端はスナバコンデンサC3を介して直流電源Vdc1の負極に接続されていてもよい。

【0034】

スナバコンデンサC3の両端には、スイッチQ1がオン時に電力を蓄えるときにもスイッチQ1がオフ時に蓄えられた電力をスナバコンデンサC3に供給する電流源からなる電力供給源Idc1が接続されている。

【0035】

スイッチQ2の両端にはダイオードD4が並列に接続されている。スイッチQ1、Q2は、共にオフとなる期間（デッドタイム）を有し、制御回路10のPWM制御により交互にオン／オフする。

【0036】

トランスTの1次巻線5aの両端には、可飽和リアクトルSL1が接続されている。この可飽和リアクトルSL1は、トランスTのコアの飽和特性を用いている。可飽和リアクトルSL1には、大きさの等しい交流電流が流れるため、磁束は、図5に示すB-Hカーブ上のゼロを中心にして、第1象限と第3象限とに等しく増減する。

【0037】

しかし、回路には損失を伴うため、磁束は完全に対称とはならず、第1象限が主体となる。また、コンデンサC1を短時間で放電し、電圧をゼロとする必要から、可飽和リアクトルSL1またはトランスTの励磁インダクタンスを低くして、励磁電流を多くしている。

【0038】

また、図5に示すように一定の正磁界Hに対して磁束B（正確にはBは磁束密度であり、磁束 $\phi = B \cdot S$ で、Sはコアの断面積であるが、ここでは $S = 1$ とし、 $\phi = B$ とした。）が B_m で飽和し、一定の負磁界Hに対して磁束Bが $-B_m$ で飽和するようになっている。磁界Hは電流iの大きさに比例して発生する。この可飽和リアクトルSL1では、B-Hカーブ上を磁束Bが $B_a \rightarrow B_b \rightarrow B_c \rightarrow B_d \rightarrow B_e \rightarrow B_f \rightarrow B_g$ と移動し、磁束の動作範囲が広範囲となっている。B-Hカーブ上の $B_a - B_b$ 間及び $B_f - B_g$ 間は飽和状態である。

【0039】

トランスTのコアには、1次巻線5aとこの巻線に対して同相の2次巻線5b（巻数n2）とが巻回されており、2次巻線5bの一端はダイオードD1のアノードに接続され、ダイオードD1のカソードと2次巻線5bの他端とはコンデンサC4に接続されている。ダイオードD1とコンデンサC4とで整流平滑回路を構成する。このコンデンサC4はダイオードD1の整流電圧を平滑して直流出力を負荷RLに出力する。

【0040】

制御回路10は、スイッチQ1とスイッチQ2とを交互にオン／オフ制御し、負荷RLの出力電圧が基準電圧以上となったときに、スイッチQ1に印加される

パルスのオン幅を狭くし、スイッチQ2に印加されるパルスのオン幅を広くするように制御する。すなわち、負荷RLの出力電圧が基準電圧以上となったときに、スイッチQ1のパルスのオン幅を狭くすることで、出力電圧を一定電圧に制御するようになっている。

【0041】

また、制御回路10は、スイッチQ2の電流 $Q2i$ が増大した時刻にスイッチQ2をオフさせた後、スイッチQ1をオンさせる。制御回路10は、スイッチQ1をターンオンするときに、スイッチQ1の電圧がスイッチQ1と並列に接続された共振用コンデンサC1と可飽和リアクトルSL1の飽和インダクタンスとの共振によりゼロ電圧となった時から所定期間中にスイッチQ1をオンさせる。

【0042】

図2は第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスの構造図である。図2に示すトランスは、日の字型のコア20を有し、コア20のコア部20aには、1次巻線5aと2次巻線5bとが巻回されている。リーケージインダクタを得るために、1次巻線5a、2次巻線5bを分割巻としている。

【0043】

また、外周コア上で且つ1次巻線5aと2次巻線5bとの間の部分に対向する位置に、凹部20bが2箇所形成されている。この凹部20bにより、外周コアの磁路の一部の断面積が他の部分よりも狭くなり、その部分のみが飽和する。この飽和する1次巻線5aを、可飽和リアクトルSL1として兼用したときのコア損失を低減できる。

【0044】

次にこのように構成された第1の実施の形態に係る直流変換装置の動作を図3、図4及び図6に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。図3は第1の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。図4は第1の実施の形態に係る直流変換装置のスイッチQ1のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。図5は第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスのB-H特性を示す図である。図6は第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられた可飽和リアクトルの電

流のタイミングチャートである。

【0045】

なお、図3及び図4では、スイッチQ1の両端間の電圧 $Q1v$ 、スイッチQ1に流れる電流 $Q1i$ 、スイッチQ2の両端間の電圧 $Q2v$ 、スイッチQ2に流れる電流 $Q2i$ 、電力供給源 I_{dc1} に流れる電流 I_{dc1i} 、可飽和リアクトル $SL1$ に流れる電流 $SL1i$ を示している。

【0046】

まず、時刻 t_1 （時刻 $t_{11} \sim t_{12}$ に対応）において、スイッチQ1をオンさせると、 $V_{dc1} \rightarrow 5a \rightarrow Q1 \rightarrow V_{dc1}$ で電流が流れる。また、この時刻に、トランスTの2次巻線 $5b$ にも電圧が発生し、 $5b \rightarrow D1 \rightarrow C4 \rightarrow 5b$ で電流が流れる。また、スイッチQ1をオンさせた時に、可飽和リアクトル $SL1$ にも電流 $SL1i$ が流れて、可飽和リアクトル $SL1$ のインダクタにエネルギーが蓄えられる。

【0047】

この電流 $SL1i$ は、図6に示すように、時刻 t_1 で電流値 a （負値）、時刻 t_{1b} で電流値 b （負値）、時刻 t_{13} で電流値 c （ゼロ）、時刻 t_2 で電流値 d （正值）へと変化していく。図5に示すB-Hカーブ上では、磁束は、 $Ba \rightarrow Bb \rightarrow Bc \rightarrow Bd$ へと変化していく。なお、図5に示す $Ba \sim Bg$ と図6に示す $a \sim g$ とは対応している。

【0048】

次に、時刻 t_2 において、スイッチQ1をオフさせると、可飽和リアクトル $SL1$ に蓄えられたエネルギーによりコンデンサC1が充電される。このとき、可飽和リアクトル $SL1$ のインダクタンスとコンデンサC1とにより電圧共振が形成されて、スイッチQ1の電圧 $Q1v$ が急激に上昇する。

【0049】

そして、コンデンサC1の電位がコンデンサC3の電位と同電位となったとき、可飽和リアクトル $SL1$ のエネルギーの放出により、ダイオードD4が導通し、ダイオード電流が流れて、コンデンサC3が充電されていく。また、このとき、スイッチQ2をオンさせることにより、スイッチQ2は、ゼロ電圧スイッチと

なる。なお、電流 S_{L1i} は、時刻 t_2 から時刻 t_{20} において、電流値 d （正値）から電流値 e （ゼロ）に変化する。図 5 に示す $B-H$ カーブ上では、磁束は、 $B_d \rightarrow B_e$ へと変化する。

【0050】

また、可飽和リアクトル S_{L1} のエネルギーの放出と同時に、電力供給源 I_{dc1} からのエネルギーがコンデンサ $C3$ に供給され、コンデンサ $C3$ が充電されていく。即ち、コンデンサ $C3$ には、電力供給源 I_{dc1} からのエネルギーと可飽和リアクトル S_{L1} からのエネルギーとが加え合わせられる。そして、可飽和リアクトル S_{L1} のエネルギーの放出と電力供給源 I_{dc1} からのエネルギーの放出とが終了すると、コンデンサ $C3$ の充電は停止する。

【0051】

次に、時刻 $t_{20} \sim$ 時刻 t_3 において、コンデンサ $C3$ に蓄えられたエネルギーは、 $C3 \rightarrow Q2 \rightarrow S_{L1} \rightarrow C3$ に流れて、可飽和リアクトル S_{L1} の磁束をリセットする。可飽和リアクトル S_{L1} に並列に接続されたトランス T も同様に磁束が変化する。

【0052】

この場合、時刻 $t_{20} \sim$ 時刻 t_3 においては、コンデンサ $C3$ に蓄えられたエネルギーが可飽和リアクトル S_{L1} に帰還されるので、可飽和リアクトル S_{L1} に流れる電流 S_{L1i} は、図 6 に示すように負値となる。即ち、電流 S_{L1i} は、時刻 $t_{20} \sim$ 時刻 t_{2a} においては、電流値 e （ゼロ）から電流値 f （負値）に変化する。図 5 に示す $B-H$ カーブ上では、磁束は、 $B_e \rightarrow B_f$ へと変化していく。なお、時刻 t_2 から時刻 t_{20} における面積 S と時刻 $t_{20} \sim$ 時刻 t_{2a} における面積 S とは等しい。この面積 S はコンデンサ $C3$ に蓄えられた可飽和リアクトル S_{L1} のエネルギーに相当する。

【0053】

次に、電流 S_{L1i} は、時刻 $t_{2a} \sim$ 時刻 t_3 においては、電流値 f （負値）から電流値 g （負値）に変化する。図 5 に示す $B-H$ カーブ上では、磁束は、 $B_f \rightarrow B_g$ へと変化していく。時刻 $t_{2a} \sim$ 時刻 t_3 における面積は、コンデンサ $C3$ に蓄えられた電力供給源 I_{dc1} のエネルギーに相当する。

【0054】

即ち、コンデンサC3に蓄えられたエネルギーは、可飽和リアクトルSL1のエネルギーと電力供給源Idc1のエネルギーとを合わせたものであるため、電流SL1iは、リセット時に電力供給源Idc1から供給されるエネルギー分だけ多くなるので、磁束は第3象限に移動して、飽和領域(Bf-Bg)に達し、電流SL1iが増大し、時刻t3(時刻t1も同様)で最大となる。電流SL1iは、スイッチQ2のオン期間の終了間際で増大しており、可飽和リアクトルSL1の飽和時の電流である。

【0055】

また、この時刻t3には、スイッチQ2の電流Q2iも最大となる。この時刻に、スイッチQ2をオフさせることにより、コンデンサC1の放電は急峻になり、短時間でゼロとなる。このとき、スイッチQ1をオンさせることにより、スイッチQ1はゼロ電圧スイッチを達成できる。

【0056】

(第1実施例)

図7は第1の実施の形態に係る直流変換装置の第1実施例を示す回路構成図である。図7に示す第1実施例では、電力供給源Idc1がリアクトルL2とダイオードD6との直列回路で構成したものである。

【0057】

この第1実施例によれば、スイッチQ1がオンしたときリアクトルL2にエネルギーを蓄え、スイッチQ1がオフしたときにリアクトルL2に蓄えられたエネルギーをコンデンサC3に供給して、コンデンサC3を充電する。なお、図7に示す電力供給源Idc1は、軽負荷時に適している。

【0058】

(第2実施例)

図8は第1の実施の形態に係る直流変換装置の第2実施例を示す回路構成図である。図8に示す第2実施例では、電力供給源Idc1がトランスTの1次巻線5aに直列に接続されたリアクトルL3で構成したものである。

【0059】

この第2実施例によれば、スイッチQ1がオンした時には、電流がリアクトルL3を通して流れ、リアクトルL3にエネルギーを蓄える。スイッチQ1がオフした時には、このエネルギーは、 $L3 \rightarrow T \rightarrow D4 \rightarrow C3 \rightarrow L3$ で放出され、エネルギーの一部は、トランスTの2次巻線5bを介して負荷RLに供給されるとともに、コンデンサC3を充電する。なお、図8に示す電力供給源Idc1は、重負荷時に適している。

【0060】

(第3実施例)

図9は第1の実施の形態に係る直流変換装置の第3実施例を示す回路構成図である。図9に示す第3実施例では、図7に示す電力供給源Idc1であるリアクトルL2とダイオードD6と、図8に示す電力供給源Idc1であるリアクトルL3とを組み合わせたものであるため、軽負荷時や重負荷時に対応可能である。

【0061】

なお、リアクトルL3は、トランスTのリーケージインダクタで代用することができる。また、可飽和リアクトルSL1も、図2に示すような飽和特性の良好なコアをトランスに用いることによるトランスTの励磁インダクタンスで代用することもできる。また、本回路は、スイッチング周波数を固定周波数とし、PWM制御することにより、出力電圧を制御することができ、放送妨害等に簡単に対応できる。

【0062】

(第2の実施の形態)

図10は第2の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。第2の実施の形態に係る直流変換装置は、トランスTの2次側に2次巻線5bと3次巻線5cとを設け、2出力としたことを特徴とする。なお、トランスTの2次側に3以上の巻線を設け、3出力以上としてもよい。ここでは、2出力についてのみ説明する。

【0063】

即ち、図8に示す直流変換装置の構成に、さらに、トランスTのコアに巻回された3次巻線5cと、ダイオードD2、コンデンサC2、負荷RL2を設けてい

る。3次巻線5cは2次巻線5bと同相に巻回されている。3次巻線5cの一端はダイオードD2のアノードに接続され、ダイオードD2のカソードと3次巻線5cの他端とはコンデンサC2に接続されている。ダイオードD2とコンデンサC2とで整流平滑回路を構成する。このコンデンサC2はダイオードD2の整流電圧を平滑して直流出力を負荷RL2に出力する。

【0064】

また、1次巻線5aと2次巻線5bとは疎結合され、また、1次巻線5aと3次巻線5cとは疎結合されている。例えば、巻線間をより離すことで疎結合とすることができる。2次巻線5bと3次巻線5cとは密結合されている。例えば、巻線間をより近接させることで密結合とすることができる。

【0065】

制御回路10は、スイッチQ1とスイッチQ2とを交互にオン／オフ制御し、負荷RL1の出力電圧が基準電圧以上となったとき、スイッチQ1に印加されるパルスのオン幅を狭くし、スイッチQ2に印加されるパルスのオン幅を広くするように制御する。すなわち、負荷RL1の出力電圧が基準電圧以上となったとき、スイッチQ1のパルスのオン幅を狭くすることで、各出力電圧を一定電圧に制御するようになっている。

【0066】

このように第2の実施の形態に係る直流変換装置によれば、2次巻線5bからの電圧をダイオードD1とコンデンサC4とで整流平滑して直流電力を負荷RL1に供給でき、また、3次巻線5cからの電圧をダイオードD2とコンデンサC2とで整流平滑して直流電力を負荷RL2に供給できる。

【0067】

また、1次巻線5aと2次巻線5bとは疎結合されているので、1次側のリーケージインダクタは大きく、また、2次巻線5bと3次巻線5cとは密結合されているので、2次側のリーケージインダクタは小さい。このため、2次側の出力（2次巻線側の出力及び3次巻線側の出力）は、軽負荷及び重負荷に対して変動が小さくなり、負荷変動特性が良くなる。即ち、2次側のクロスレギュレーションが改善される。また、複数出力のクロスレギュレーションが良いことから、補

助レギュレータを省略でき、回路を簡単化できる。

【0068】

なお、2次側の複数出力として、図10に示す直流変換装置に、図24に示す直流変換装置の2次側回路（2次巻線5b、ダイオードD1、D2、リアクトルL1、コンデンサC4）と同一構成の2次側回路（3次巻線5c、ダイオードD3、D4、リアクトルL2、コンデンサC2）を追加した直流変換装置も考えられる。

【0069】

しかし、リアクトルL1、L2が大きいため、リアクトルL1、L2を同一コア上に巻回する方法もあるが、2次側のクロスレギュレーションが悪化する。2次巻線5bとリアクトルL1との巻数比、3次巻線5cとリアクトルL2との巻数比を合わせるのは巻数が少ないため難しい。

【0070】

図10に示す第2の実施の形態では、リアクトルL1、リアクトルL2を用いず、2次側のリーケージインダクタは小さく、1次側2次側間のリーケージインダクタンスが大きいため、2次側のクロスレギュレーションが改善されるとともに、回路を簡単化できる。

【0071】

（第3の実施の形態）

次に第3の実施の形態に係る直流変換装置を説明する。第1及び第2の実施の形態に係る直流変換装置では、ゼロ電圧スイッチ動作を行ない、第2の実施の形態に係る直流変換装置では、複数出力時のクロスレギュレーションが良いなどの特徴があるが、入力電圧が高い場合（即ち、入力電圧の変動が大きい場合）には、図11に示すタイミングチャートのように、スイッチQ1の電流 $Q1i$ の傾斜が急峻となり、ピーク電流が増大し、オン幅が非常に短くなる。この問題を回避するためには、1次側のリアクトルL3（例えば1次2次巻線間のリーケージインダクタ）のインダクタンスを増大させる必要がある。

【0072】

しかし、スイッチQ1がオン時にリアクトルL3に蓄えられたエネルギーは、

スイッチQ1がオフ時にはスナバコンデンサC3に蓄えられ、スイッチQ1が次にオン時するときに入力に帰還される。このため、リアクトルL3に蓄えられるエネルギーが大きくなり、効率が低下する。従って、この方式では入力電圧の変化範囲が広い場合には、入力電圧の高い方におけるスイッチQ1のピーク電流が増大し、入力への帰還も多くなり、効率が大幅に低下する。

【0073】

そこで、第3の実施の形態の直流変換装置では、トランスの1次巻線に直列に接続されるリアクトルのインダクタンスの値を大きくし、スイッチQ1がオン時にリアクトルに蓄えられるエネルギーを2次側に還流する補助トランスを設けたことを特徴とする。

【0074】

図12は第3の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。図12に示す第3の実施の形態に係る直流変換装置は、図1に示す第1の実施の形態に係る直流変換装置に対して、トランスT及びトランスTの周辺回路が異なるので、その部分についてのみ説明する。

【0075】

トランスTの1次巻線5aの一端にはリアクトルL4の一端が接続され、リアクトルL4の他端はスイッチQ1の一端に接続されている。トランスTの1次巻線5aの他端（●有り側）には補助トランスTbの1次巻線5a2（巻数がn1）の一端（●有り側）が接続され、補助トランスTbの1次巻線5a2の他端はリアクトルL4の他端に接続されている。

【0076】

また、トランスTの2次巻線5bの他端（●有り側）には補助トランスTbの2次巻線5b2（巻数がn2）の一端（●有り側）が接続され、補助トランスTbの2次巻線5b2の他端はダイオードD2のアノードに接続され、ダイオードD2のカソードはダイオードD1のカソード及びコンデンサC4の一端に接続されている。コンデンサC4の他端はトランスTの2次巻線5bの一端に接続されている。補助トランスTbは、スイッチQ1がオン時にリアクトルL4に蓄えられたエネルギーをスイッチQ1がオフ時に2次側に還流させるようになっている。

【0077】

次にこのように構成された第3の実施の形態に係る直流変換装置の動作を図12、図13及び図14に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。図13は第3の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。図14は第3の実施の形態に係る直流変換装置のスイッチQ1のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。

【0078】

なお、図13及び図14では、スイッチQ1の両端間の電圧 $Q1v$ 、スイッチQ1に流れる電流 $Q1i$ 、スイッチQ2の両端間の電圧 $Q2v$ 、スイッチQ2に流れる電流 $Q2i$ 、可飽和リアクトル $SL1$ に流れる電流 $SL1i$ を示す。

【0079】

まず、時刻 t_1 において、スイッチQ1をオンさせると、 $Vdc1 \rightarrow 5a \rightarrow L4 \rightarrow Q1 \rightarrow Vdc1$ で電流が流れる。また、この時刻に、トランスTの2次巻線 $5b$ にも電圧が発生し、 $5b \rightarrow D1 \rightarrow C4 \rightarrow 5b$ で電流が流れる。このため、図13に示すように、時刻 $t_1 \sim t_2$ において、ダイオードD1の電流が直線的に増大する。

【0080】

次に、時刻 t_2 において、スイッチQ1をオフさせると、リアクトル $L4$ に蓄えられたエネルギーは、補助トランス Tb を介して2次側に還流される。即ち、 $L4 \rightarrow 5a2 \rightarrow 5a \rightarrow L4$ で電流が流れると、2次側では、補助トランス Tb の2次巻線 $5b2$ に電圧が誘起されるため、 $5b2 \rightarrow D2 \rightarrow C4 \rightarrow 5b \rightarrow 5b2$ と電流が流れる。このため、図13に示すように、時刻 $t_2 \sim t_3$ において、ダイオードD2に電流が流れる。

【0081】

ここで、スイッチQ1がオフ時のトランスTの1次巻線 $5a$ の電圧を $V11$ とし、補助トランス Tb の1次巻線 $5a2$ の電圧を $V21$ とし、リアクトル $L4$ の電圧を $V12$ とし、トランスTと補助トランス Tb との巻数比を a とすれば、式(1)成立する。

【0082】

$$V_{11} + V_{12} = V_{21} \quad \dots (1)$$

式(1)から式(2)が導出される。

【0083】

$$a V_{21} - a V_{11} = a V_{12} \quad \dots (2)$$

従って、 $a V_{12}$ の電圧、つまり、リアクトル L_4 の巻数比倍の電圧がダイオード D_2 で整流されてコンデンサ C_4 に供給される。

【0084】

このように、トランス T の1次巻線 $5a$ に直列に接続されるリアクトル L_4 のインダクタンスの値を大きくし、スイッチ Q_1 がオン時に蓄えられるエネルギーを補助トランス T_b を介して2次側に還流するため、効率が良くなる。また、ダイオード D_1 及びダイオード D_2 により、スイッチ Q_1 のオン、オフ期間に2次側電流が流れて連続的となる。このため、平滑コンデンサ C_4 のリプル電流も減少する。

【0085】

また、トランス T の1次巻線 $5a$ に並列に可飽和リアクトル SL_1 が接続され、電力供給源 I_{dc1} が設けられているので、ゼロ電圧スイッチ動作を行うことができる。このゼロ電圧スイッチ動作は、第1の実施の形態に係る直流変換装置におけるゼロ電圧スイッチ動作と同一であるので、ここではその説明は省略する。

【0086】

(第1実施例)

図15は第3の実施の形態に係る直流変換装置の第1実施例を示す回路構成図である。図15に示す第1実施例では、トランス T に1次巻線 $5a$ (巻数 n_1)と2次巻線 $5b$ (巻数 n_2)と3次巻線 $5c$ (巻数 n_3 、補助トランス T_b の2次巻線 $5b_2$ に対応)とが巻回されている。1次巻線 $5a$ と2次巻線 $5b$ とは同相に巻回され、1次巻線 $5a$ と3次巻線 $5c$ とは逆相に巻回されている。

【0087】

即ち、トランス T の2次巻線 $5b$ を1次巻線 $5a$ と疎結合させ、1次巻線 $5a$

及び2次巻線5b間のリーケージインダクタにより、トランスTに直列に接続されたリアクトルL4を代用したものである。これにより、図12に示した補助トランスTbを図15に示したトランスTに結合することができる。補助トランスTbをトランスTに結合したトランスの構成例を図18において後述する。

【0088】

また、第1実施例では、電力供給源Idc1がリアクトルL2とダイオードD6との直列回路で構成したものである。この電力供給源Idc1の動作及び効果は第1の実施の形態に係る直流変換装置の第1実施例の動作及び効果と同一であるので、ここではその説明は略する。

【0089】

(第2実施例)

図16は第3の実施の形態に係る直流変換装置の第2実施例を示す回路構成図である。図16に示す第2実施例は、図15に示す第1実施例の構成に対して、電力供給源Idc1の構成のみが異なる。即ち、図16に示す第2実施例では、電力供給源Idc1がトランスTの1次巻線5aに直列に接続されたリアクトルL3で構成したものである。この電力供給源Idc1の動作及び効果は第1の実施の形態に係る直流変換装置の第2実施例の動作及び効果と同一であるので、ここではその説明は略する。

【0090】

また、図15に示す電力供給源Idc1であるリアクトルL2とダイオードD6と、図16に示す電力供給源Idc1であるリアクトルL3とを組み合わせてもよく、この場合には軽負荷時や重負荷時に対応可能である。

【0091】

なお、リアクトルL3は、トランスTのリーケージインダクタで代用することができる。また、可飽和リアクトルSL1も、図18に示すような飽和特性の良好なコアをトランスに用いることによるトランスTの励磁インダクタンスで代用することもできる。また、本回路は、スイッチング周波数を固定周波数とし、PWM制御することにより、出力電圧を制御することができ、放送妨害等に簡単に対応できる。

【0092】

(第4の実施の形態)

次に第4の実施の形態に係る直流変換装置を説明する。図17は第4の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。第4の実施の形態に係る直流変換装置は、トランスTの2次側に2次巻線5bと4次巻線5dとを設け、2出力としたことを特徴とする。なお、トランスTの2次側に3以上の巻線を設け、3出力以上としてもよい。ここでは、2出力についてのみ説明する。

【0093】

即ち、図16に示す直流変換装置の構成に、さらに、トランスTのコアに巻回された4次巻線5dと、ダイオードD5、コンデンサC2、負荷RL2を設けている。4次巻線5dは2次巻線5bと同相に巻回されている。4次巻線5dの一端はダイオードD5のアノードに接続され、ダイオードD5のカソードと4次巻線5dの他端とはコンデンサC2に接続されている。ダイオードD5とコンデンサC2とで整流平滑回路を構成する。このコンデンサC2はダイオードD5の整流電圧を平滑して直流出力を負荷RL2に出力する。

【0094】

また、1次巻線5aと4次巻線5dとは疎結合されている。例えば、巻線間をより離すことで疎結合とすることができる。2次巻線5bと4次巻線5dとは密結合されている。例えば、巻線間をより近接させることで密結合とすることができる。

【0095】

制御回路10は、スイッチQ1とスイッチQ2とを交互にオン／オフ制御し、負荷RL1の出力電圧が基準電圧以上となったとき、スイッチQ1に印加されるパルスのオン幅を狭くし、スイッチQ2に印加されるパルスのオン幅を広くするように制御する。すなわち、負荷RL1の出力電圧が基準電圧以上となったとき、スイッチQ1のパルスのオン幅を狭くすることで、各出力電圧を一定電圧に制御するようになっている。

【0096】

このように第4の実施の形態に係る直流変換装置によれば、2次巻線5bから

の電圧をダイオードD1とコンデンサC4とで整流平滑して直流電力を負荷RL1に供給でき、また、4次巻線5dからの電圧をダイオードD5とコンデンサC2とで整流平滑して直流電力を負荷RL2に供給できる。

【0097】

また、1次巻線5aと2次巻線5bとは疎結合されているので、1次側のリーケージインダクタンスは大きく、また、2次巻線5bと4次巻線5dとは密結合されているので、2次側のリーケージインダクタンスは小さい。このため、2次側の出力（2次巻線側の出力及び4次巻線側の出力）は、軽負荷時及び重負荷時に対して変動が小さくなり、負荷変動特性が良くなる。即ち、2次側のクロスレギュレーションが改善される。また、複数出力のクロスレギュレーションが良いことから、補助レギュレータを省略でき、回路を簡単化できる。

【0098】

図18は第3及び第4の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスの構造図である。図18に示すトランスは、日の字型のコア30を有し、コア30のコア部30aには、1次巻線5aと3次巻線5cとが近接して巻回されている。これにより、1次及び3次巻線間にわずかなリーケージインダクタを持たせ、このリーケージインダクタをリアクトルL3の代替としている。また、コア30にはパスコア30cとギャップ31が形成され、外周コアには2次巻線5bが巻回されている。なお、4次巻線5dは2次巻線5bに近接して巻回されている。即ち、パスコア30cにより、1次巻線5aと2次巻線5b（4次巻線5dも同じ）を疎結合させることにより、リーケージインダクタを大きくしている。この大きなリーケージインダクタンスをリアクトルL4の代替としている。

【0099】

また、外周コア上で且つ1次巻線5aと2次巻線5bとの間に、凹部30bが2箇所形成されている。この凹部30bにより、外周コアの磁路の一部の断面積が他の部分よりも狭くなり、その部分のみが飽和するので、コア損失を低減できる。この飽和する1次巻線5aを、可飽和リアクトルSL1として兼用することができる。

【0100】

このように、トランスTのコアの形状と巻線の工夫により、トランスTとリアクトルL4のエネルギーを2次側に帰還する補助トランスTbとを一つのコア30に結合し、パスコア30cを設けることにより、大きなリーケージインダクタを得て、トランス部分とリアクトルとを結合したので、直流変換装置を小型化、低価格化することができる。

【0101】

(第5の実施の形態)

次に第5の実施の形態に係る直流変換装置を説明する。図19は第5の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。第5の実施の形態に係る直流変換装置は、トランスの2次側回路に同期整流器を採用したもので、トランスの出力波形が矩形波であるため、同期整流時の導通割合を増大することにより、低出力電圧時の整流器の損失を低減して高効率化することを特徴とする。

【0102】

図19に示す直流変換装置は、図16に示す第3の実施の形態に係る直流変換装置の第2実施例に対して、トランスTの2次側回路の構成が異なるのみでその他の構成は同一構成であるので、同一部分には同一符号を付し、トランスTの2次側回路の構成のみを説明する。

【0103】

なお、1次巻線5aと2次巻線5bとは疎結合され、また、2次巻線5bと3次巻線5cとは密結合されている。

【0104】

トランスTの2次巻線5bの一端(●有り側)は、コンデンサC4の一端に接続され、トランスTの2次巻線5bの他端は、FETからなるスイッチQ3を介してコンデンサC4の他端に接続されている。トランスTの3次巻線5cの一端(●有り側)は、FETからなるスイッチQ4を介してコンデンサC4の他端に接続されている。トランスTの3次巻線5cの他端はトランスTの2次巻線5bの他端に接続されている。

【0105】

また、トランスTの3次巻線5cの一端は、スイッチQ3のゲートに接続され

、トランスTの3次巻線5cの他端は、スイッチQ4のゲートに接続されている。スイッチQ3にはダイオードD1が並列に接続され、スイッチQ4にはダイオードD2が並列に接続されている。これらの素子により同期整流回路を構成している。コンデンサC4は、平滑回路を構成している。この整流平滑回路は、トランスTの2次巻線5b及び3次巻線5cに誘起された電圧（オン／オフ制御されたパルス電圧）を整流平滑して直流出力を負荷RLに出力する。

【0106】

次に、このように構成された第5の実施の形態に係る直流変換装置の動作を図20に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。なお、図20において、 $Q1_v$ はスイッチQ1の両端（ドレイン－ソース）間電圧、 $Q1_i$ はスイッチQ1に流れる電流（ドレイン電流）、 $Q2_v$ はスイッチQ2の両端間電圧、 $Q2_i$ はスイッチQ2に流れる電流、 $Q3_i$ はスイッチQ3に流れる電流、 $Q4_i$ はスイッチQ4に流れる電流、 $SL1_i$ は可飽和リアクトルSL1に流れる電流、 V_T はトランスTの2次巻線5bの両端電圧を示している。

【0107】

まず、期間T1（期間T8も同じ、図13の時刻 t_0 ～時刻 t_1 、図13の時刻 t_2 ～時刻 t_3 に対応）では、スイッチQ1がオフで、スイッチQ2がオンである。このため、スイッチQ2に電流が流れ、スイッチQ1には電流は流れない。このとき、トランスTの1次2次巻線間のリーケージインダクタに蓄えられたエネルギーにより、3次巻線5cにも電圧（3次巻線5cの●有り側が－で●無し側が＋）が発生する。このため、スイッチQ4のゲートには＋電圧が印加されてオンし、スイッチQ3のゲートには－電圧が印加されてオフする。そして、 $5c \rightarrow 5b \rightarrow C4 \rightarrow Q4 \rightarrow 5c$ で電流が流れ、負荷RLに出力電圧が発生する。

【0108】

次に、期間T2から期間T4（図13の時刻 t_1 に対応）では、スイッチQ2がオン状態からオフ状態に変わり、スイッチQ1がオフ状態からオン状態に変わる。このため、可飽和リアクトルSL1の飽和インダクタンスとリアクトルL3のインダクタンスとコンデンサC1とにより共振を起こす。この共振によりスイッチQ1の電圧が下降し、スイッチQ2の電圧が上昇する（期間T2）。そして

、スイッチQ1の電圧がゼロ電圧近傍で（期間T3）スイッチQ1をオンし、スイッチQ1の電流が流れる（期間T4）。

【0109】

次に、期間T5（図13の時刻 t_1 ～時刻 t_2 に対応）では、スイッチQ1がオンで、スイッチQ2がオフである。このとき、直流電源Vdc1からトランスTの1次巻線5aを介してスイッチQ1に電流が流れて、1次巻線5aにエネルギー（1次巻線5aの●有り側が+で●無し側が-）が蓄積される。このエネルギーにより2次巻線5b及び3次巻線5cにも電圧（2次巻線5b及び3次巻線5cの●有り側が+で●無し側が-）が発生する。このため、スイッチQ3のゲートには+電圧が印加されてオンし、スイッチQ4のゲートには-電圧が印加されてオフする。そして、5b→C4→Q3→5bと電流が流れて、負荷RLに直流電力が供給される。また、スイッチQ1をオンさせた時に、可飽和リアクトルSL1にも電流SL1iが流れて、可飽和リアクトルSL1のインダクタにエネルギーが蓄えられる。

【0110】

次に、期間T6（図13の時刻 t_2 に対応）では、スイッチQ1は、オン状態からオフ状態に変わる。この期間T6では、可飽和リアクトルSL1のインダクタンスとリアクトルL3のインダクタンスと共振用コンデンサC1とにより共振を起こし、この共振によりスイッチQ1の電圧が急激に上昇する。

【0111】

次に、期間T7（図13の時刻 t_2 に対応）では、ダイオードD4は、スイッチQ1がオフした後にオンしてダイオードD4に電流が流れ、可飽和リアクトルSL1のエネルギー及びリアクトルL3のエネルギーは、ダイオードD4を介してスナバコンデンサC3に蓄えられる。そして、ダイオードD4のオン期間にスイッチQ2をオンさせることにより、スイッチQ2はゼロ電圧スイッチとなる。

【0112】

このように、第5の実施の形態に係る直流変換装置によれば、第3の実施の形態の効果が得られるとともに、トランスTの2次側回路に同期整流器を用いているので、トランスの出力波形が矩形波であるため、同期整流素子のゲートに矩形

波を印加させることによりほぼ全期間導通させ、並列に接続されたダイオードに電流が流れず損失なく整流できる。このため、5 V, 3.3 V のような低出力電圧時に効果がある。

【0113】

(第6の実施の形態)

次に第6の実施の形態に係る直流変換装置を説明する。第1乃至第5の実施の形態に係る直流変換装置では、スイッチとして、ノーマリオフタイプのMOSFET等を用いた。このノーマリオフタイプのスイッチは、電源がオフ時にオフ状態となるスイッチである。

【0114】

一方、SIT (static induction transistor、静電誘導トランジスタ) 等のノーマリオンタイプのスイッチは、電源がオフ時にオン状態となるスイッチである。このノーマリオンタイプのスイッチは、スイッチングスピードが速く、オン抵抗も低くスイッチング電源等の電力変換装置に使用した場合、理想的な素子であり、スイッチング損失を減少させ高効率を期待できる。

【0115】

しかし、ノーマリオンタイプのスイッチング素子にあっては、電源をオンすると、スイッチがオン状態であるため、スイッチが短絡する。このため、ノーマリオンタイプのスイッチを起動できず、特殊な用途以外には使用できない。

【0116】

そこで、第6の実施の形態に係る直流変換装置は、第3の実施の形態に係る直流変換装置の第1実施例の構成を有すると共に、スイッチQ1にノーマリオンタイプのスイッチを使用するために、交流電源オン時に、入力平滑コンデンサの突入電流を軽減する目的で挿入されている突入電流制限抵抗の電圧降下による電圧を、ノーマリオンタイプのスイッチの逆バイアス電圧に使用し、電源オン時の問題をなくす構成を追加したことを特徴とする。

【0117】

図21は第6の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。図21に示す直流変換装置は、図15に示す第3の実施の形態に係る直流変換装置の

第1実施例の構成を有すると共に、交流電源V a c 1から入力される交流電圧を全波整流回路B 1で整流して、得られた電圧を別の直流電圧に変換して出力するもので、全波整流回路B 1の一方の出力端P 1と他方の出力端P 2との間には、入力平滑コンデンサC 5と突入電流制限抵抗R 1とからなる直列回路が接続されている。なお、交流電源V a c 1及び全波整流回路B 1は、図15に示す直流電源V d c 1に対応する。

【0118】

全波整流回路B 1の一方の出力端P 1には、トランスTの1次巻線5 aを介してS I T等のノーマリオンタイプのスイッチQ 1 nが接続され、スイッチQ 1 nは、制御回路11のPWM制御によりオン／オフする。なお、スイッチQ 1 n以外のスイッチQ 2は、ノーマリオフタイプのスイッチである。

【0119】

また、突入電流制限抵抗R 1の両端にはスイッチS 1が接続されている。このスイッチS 1は、例えばノーマリオフタイプのMOS F E T，B J T（バイポーラ接合トランジスタ）等の半導体スイッチであり、制御回路11からの短絡信号によりオン制御される。

【0120】

突入電流制限抵抗R 1の両端には、コンデンサC 6と抵抗R 2とダイオードD 5とからなる起動電源部12が接続されている。この起動電源部12は、突入電流制限抵抗R 1の両端に発生する電圧を取り出し、コンデンサC 6の両端電圧をスイッチQ 1 nのゲートへの逆バイアス電圧として使用するために、制御回路11に出力する。また、入力平滑コンデンサC 5に充電された充電電圧を制御回路11に供給する。

【0121】

制御回路11は、交流電源V a c 1をオンしたときに、コンデンサC 6から供給された電圧により起動し、制御信号として端子bからスイッチQ 1 nのゲートに逆バイアス電圧を出力し、スイッチQ 1 nをオフさせる。この制御信号は、例えば、-15 Vと0 Vとのパルス信号からなり、-15 Vの電圧によりスイッチQ 1 nがオフし、0 Vの電圧によりスイッチQ 1 nがオンする。

【0122】

制御回路11は、入力平滑コンデンサC5の充電が完了した後、端子bから制御信号として0Vと-15Vとのパルス信号をスイッチQ1nのゲートに出力し、スイッチQ1nをスイッチング動作させる。制御回路11は、スイッチQ1nをスイッチング動作させた後、所定時間経過後にスイッチS1のゲートに短絡信号を出力し、スイッチS1をオンさせる。

【0123】

また、トランスTに設けられた補助巻線5d（巻数n4）の一端は、スイッチQ1nの一端とコンデンサC7の一端と制御回路11とに接続され、補助巻線5dの他端は、ダイオードD7のカソードに接続され、ダイオードD7のアノードはコンデンサC7の他端及び制御回路11の端子cに接続されている。補助巻線5dとダイオードD7とコンデンサC7とは通常動作電源部13を構成し、この通常動作電源部13は、補助巻線5dで発生した電圧をダイオードD7及びコンデンサC7を介して制御回路11に供給する。

【0124】

次にこのように構成された第6の実施の形態に係る直流変換装置の動作を図21乃至図23を参照しながら説明する。

【0125】

なお、図23において、Vac1は、交流電源Vac1の交流電圧を示し、入力電流は、交流電源Vac1に流れる電流を示し、R1電圧は、突入電流制限抵抗R1に発生する電圧を示し、C5電圧は、入力平滑コンデンサC5の電圧を示し、C6電圧は、コンデンサC6の電圧を示し、出力電圧は、コンデンサC4の電圧を示し、制御信号は、制御回路11の端子bからスイッチQ1nのゲートへ出力される信号を示す。

【0126】

まず、時刻 t_0 において、交流電源Vac1を印加（オン）すると、交流電源Vac1の交流電圧は全波整流回路B1で全波整流される。このとき、ノーマリオンタイプのスイッチQ1nは、オン状態であり、スイッチS1は、オフ状態である。このため、全波整流回路B1からの電圧は、入力平滑コンデンサC5を介

して突入電流制限抵抗 R 1 に全て印加される (図 2 2 中の①)。

【0127】

この突入電流制限抵抗 R 1 に発生した電圧は、ダイオード D 5、抵抗 R 2 を介してコンデンサ C 6 に蓄えられる (図 2 2 中の②)。ここで、コンデンサ C 6 の端子 f 側が例えば零電位となり、コンデンサ C 6 の端子 g 側が例えば負電位となる。このため、コンデンサ C 6 の電圧は、図 2 3 に示すように、負電圧 (逆バイアス電圧) となる。このコンデンサ C 6 の負電圧が端子 a を介して制御回路 1 1 に供給される。

【0128】

そして、コンデンサ C 6 の電圧が、スイッチ Q 1 n のスレッシュホールド電圧 T H L になった時点 (図 2 3 の時刻 t_1) で、制御回路 1 1 は、端子 b から -15 V の制御信号をスイッチ Q 1 n のゲートに出力する (図 2 2 中の③)。このため、スイッチ Q 1 n は、オフ状態となる。

【0129】

すると、全波整流回路 B 1 からの電圧により、入力平滑コンデンサ C 5 は、充電されて (図 2 2 中の④)、入力平滑コンデンサ C 5 の電圧が上昇していき、入力平滑コンデンサ C 5 の充電が完了する。

【0130】

次に、時刻 t_2 において、制御回路 1 1 は、スイッチング動作を開始させる。始めに、端子 b から 0 V の制御信号をスイッチ Q 1 n のゲートに出力する (図 2 2 中の⑤)。このため、スイッチ Q 1 n は、オン状態となるため、全波整流回路 B 1 の一方の出力端 P 1 からトランス T の 1 次巻線 5 a を介してスイッチ Q 1 n に電流が流れて (図 2 2 中の⑥)、トランス T の 1 次巻線 5 a にエネルギーが蓄えられる。このとき、2 次巻線 5 b にも電圧が発生し、 $5b \rightarrow D1 \rightarrow C4 \rightarrow 5b$ で電流が流れるため、負荷 R L に電力が供給される。

【0131】

また、トランス T の 1 次巻線 5 a と電磁結合している補助巻線 5 d にも電圧が発生し、発生した電圧は、ダイオード D 7 及びコンデンサ C 7 を介して制御回路 1 1 に供給される (図 2 2 中の⑦)。このため、制御回路 1 1 が動作を継続する

ことができるので、スイッチ Q_{1n} のスイッチング動作を継続して行うことができる。

【0132】

次に、時刻 t_3 において、端子 b から $-15V$ の制御信号をスイッチ Q_{1n} のゲートに出力する。このため、時刻 t_3 にスイッチ Q_{1n} がオフして、1次2次巻線間のリーケージインダクタに蓄えられたエネルギーにより、 $5c \rightarrow D2 \rightarrow C4 \rightarrow 5b \rightarrow 5c$ で電流が流れ、負荷 R_L に出力電圧が発生する。また、時刻 t_3 に可飽和リアクトル $SL1$ のインダクタンスと共振用コンデンサ $C1$ による共振を起こし、スイッチ Q_{1n} の電圧は上昇していき、スイッチ Q_2 の電圧は下降していく。

【0133】

また、時刻 t_3 に制御回路 11 から短絡信号をスイッチ $S1$ に出力すると、スイッチ $S1$ がオンして（図 22 中の⑧）、突入電流制限抵抗 $R1$ の両端が短絡される。このため、突入電流制限抵抗 $R1$ の損失を減ずることができる。

【0134】

なお、時刻 t_3 は、交流電源 V_{ac1} をオンしたとき（時刻 t_0 ）からの経過時間として設定され、例えば入力平滑コンデンサ $C5$ と突入電流制限抵抗 $R1$ との時定数（ $\tau = C5 \cdot R1$ ）の約 5 倍以上の時間に設定される。以後、スイッチ Q_{1n} はオン／オフによるスイッチング動作を繰り返す。スイッチ Q_{1n} がスイッチング動作を開始した後は、スイッチ Q_{1n} 及びスイッチ Q_2 は、図 15 に示す第 3 の実施の形態に係る直流変換装置のスイッチ Q_1 及び Q_2 の動作、即ち、図 13、図 14 に示すタイミングチャートに従った動作と同様に動作する。

【0135】

このように第 6 の実施の形態に係る直流変換装置によれば、第 3 の実施の形態の効果が得られるとともに、制御回路 11 は、交流電源 V_{ac1} がオンされたときに突入電流制限抵抗 $R1$ に発生した電圧によりスイッチ Q_{1n} をオフさせ、入力平滑コンデンサ $C5$ が充電された後、スイッチ Q_{1n} をオン／オフさせるスイッチング動作を開始させるので、電源オン時における問題もなくなる。従って、ノーマリオンタイプの半導体スイッチが使用可能となり、損失の少ない、即ち、

高効率な直流変換装置を提供することができる。

【0136】

なお、本発明は上述した第1乃至第6の実施の形態に係る直流変換装置に限定されるものではない。第6の実施の形態の装置では、第3の実施の形態の装置にノーマリオン回路を追加した例を説明したが、ノーマリオン回路は、例えば、第4の実施の形態の装置、第5の実施の形態に追加しても良い。

【0137】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明によれば、ゼロ電圧スイッチングを達成でき、共振作用により電圧の立ち上り、立下がりも緩やかとなり、低ノイズ、高効率な直流変換装置を提供することができる。

【0138】

また、トランスのコアの磁束利用率が向上し、トランスの2次側回路の平滑コンデンサのリプル電流も軽減できるため、装置を小型化することができる。また、多出力電源とした場合のクロスレギュレーションがよい。また、トランスの2次側出力電圧が矩形波となるため、同期整流が有利であり、低出力電圧に対して高効率化することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

第1の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

【図2】

第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスの構造図である。

【図3】

第1の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。

【図4】

第1の実施の形態に係る直流変換装置のスイッチQ1のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。

【図5】

第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスのB-H特性を示す図である。

【図6】

第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられた可飽和リアクトルの電流のタイミングチャートである。

【図7】

第1の実施の形態に係る直流変換装置の第1実施例を示す回路構成図である。

【図8】

第1の実施の形態に係る直流変換装置の第2実施例を示す回路構成図である。

【図9】

第1の実施の形態に係る直流変換装置の第3実施例を示す回路構成図である。

【図10】

第2の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

【図11】

第2の実施の形態に係る直流変換装置において入力電圧が高い場合の各部における信号のタイミングチャートである。

【図12】

第3の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

【図13】

第3の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。

【図14】

第3の実施の形態に係る直流変換装置のスイッチQ1のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。

【図15】

第3の実施の形態に係る直流変換装置の第1実施例を示す回路構成図である。

【図16】

第3の実施の形態に係る直流変換装置の第2実施例を示す回路構成図である。

【図17】

第4の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

【図18】

第3及び第4の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスの構造図である。

【図19】

第5の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

【図20】

第5の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。

【図21】

第6の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

【図22】

第6の実施の形態に係る直流変換装置の動作を説明するための図である。

【図23】

第6の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。

【図24】

従来の直流変換装置を示す回路構成図である。

【図25】

従来の直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。

【図26】

従来の直流変換装置に設けられたトランスのB-H特性を示す図である。

【図27】

従来の直流変換装置に設けられたトランスの励磁電流のタイミングチャートである。

【符号の説明】

V d c 1 直流電源

V a c 1 交流電源

I d c 1 電力供給源

B 1 全波整流回路

10, 11, 100 制御回路

Q 1 ~ Q 4, Q 1 n スイッチ

R L, R L 1, R L 2 負荷

R 1, R 2 抵抗

S L 1 可飽和リアクトル

C 1 共振用コンデンサ

C 3 スナバコンデンサ

C 2, C 4 ~ C 7 コンデンサ

S 1 スイッチ

T, T b トランス

5 a 1次巻線 (n 1)

5 b 2次巻線 (n 2)

5 c 3次巻線 (n 3)

5 d 補助巻線 (n 4)

1 2 起動電源部

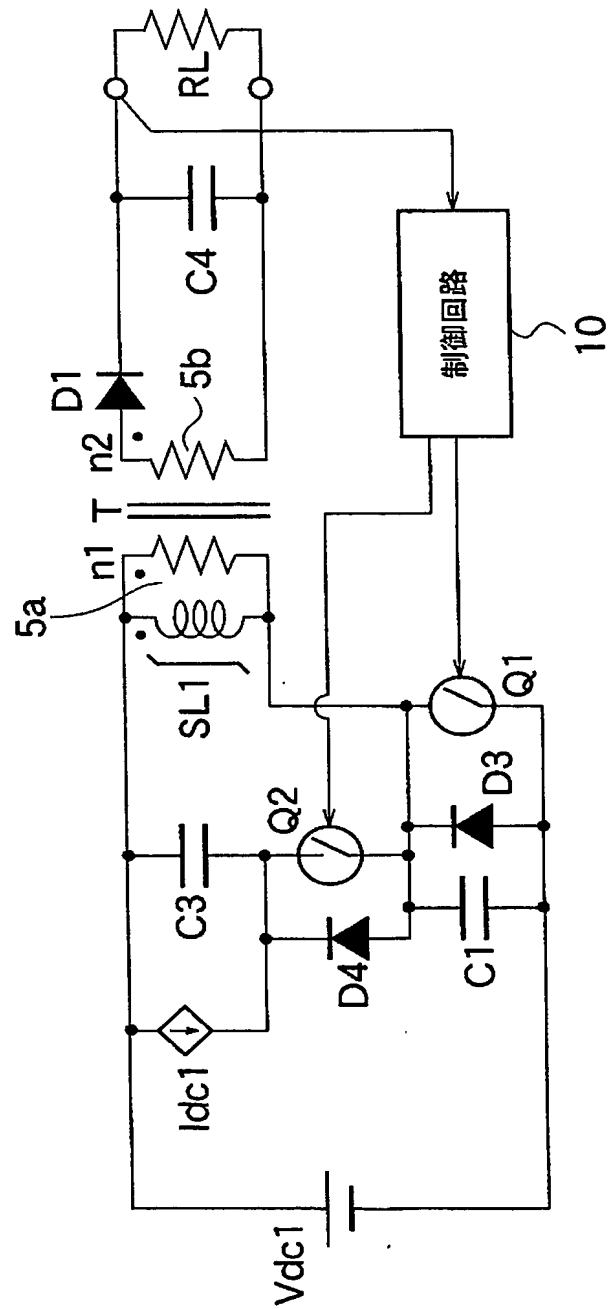
1 3 通常動作電源部

D 1 ~ D 7 ダイオード

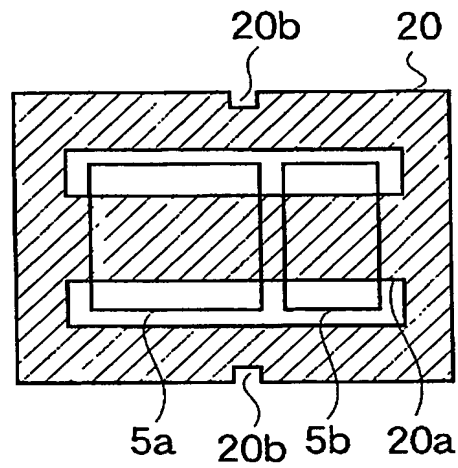
【書類名】

図面

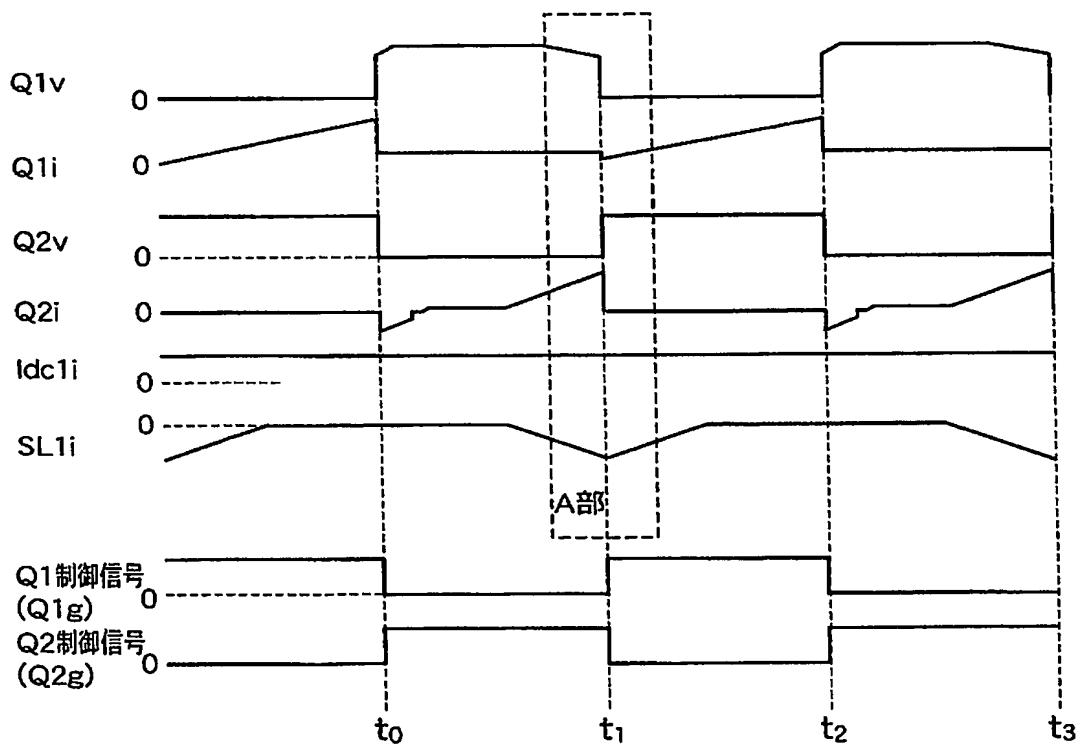
【図 1】



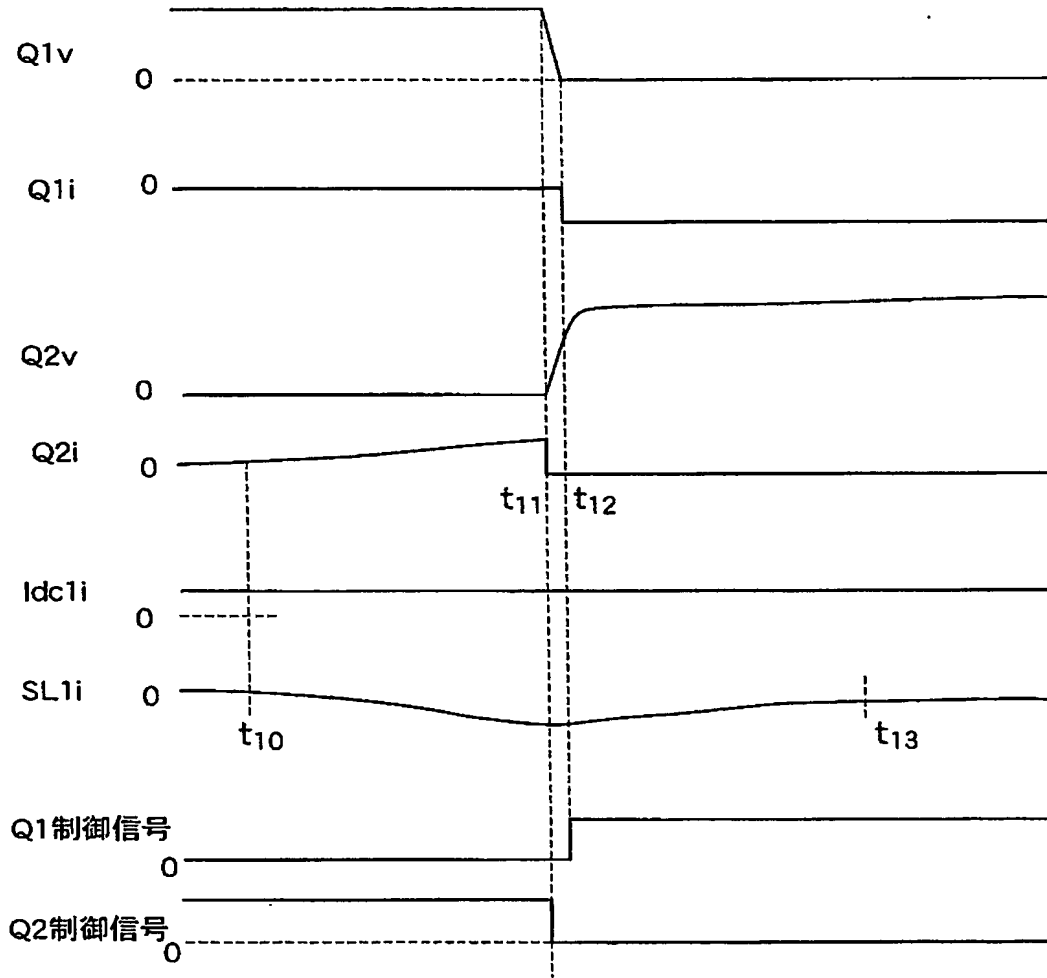
【図 2】



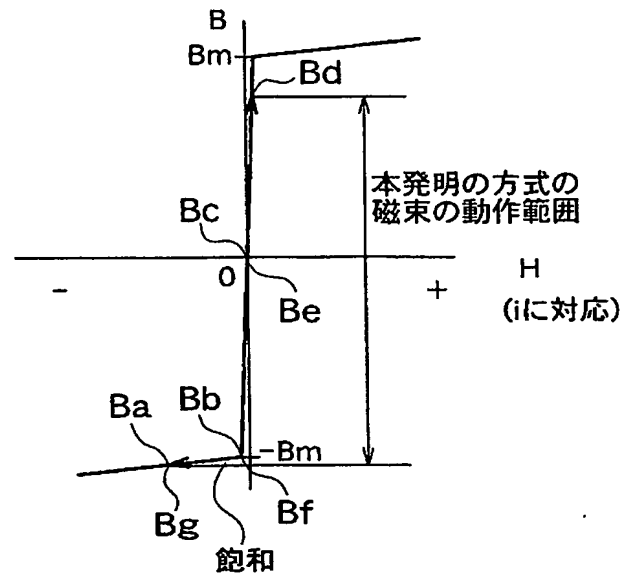
【図 3】



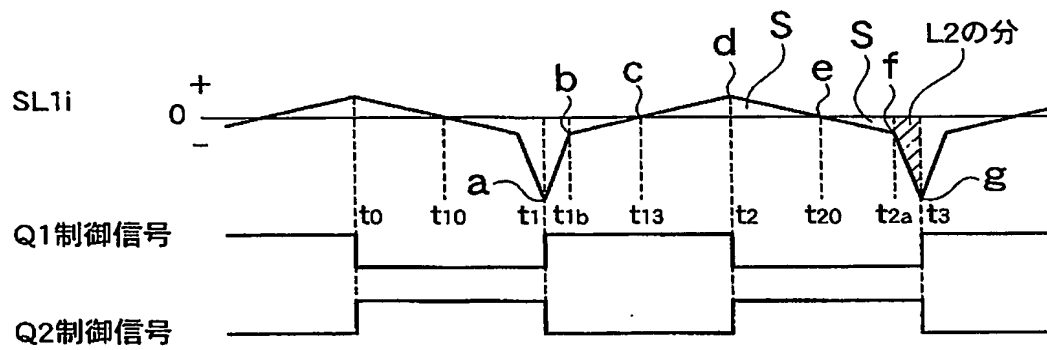
【図 4】



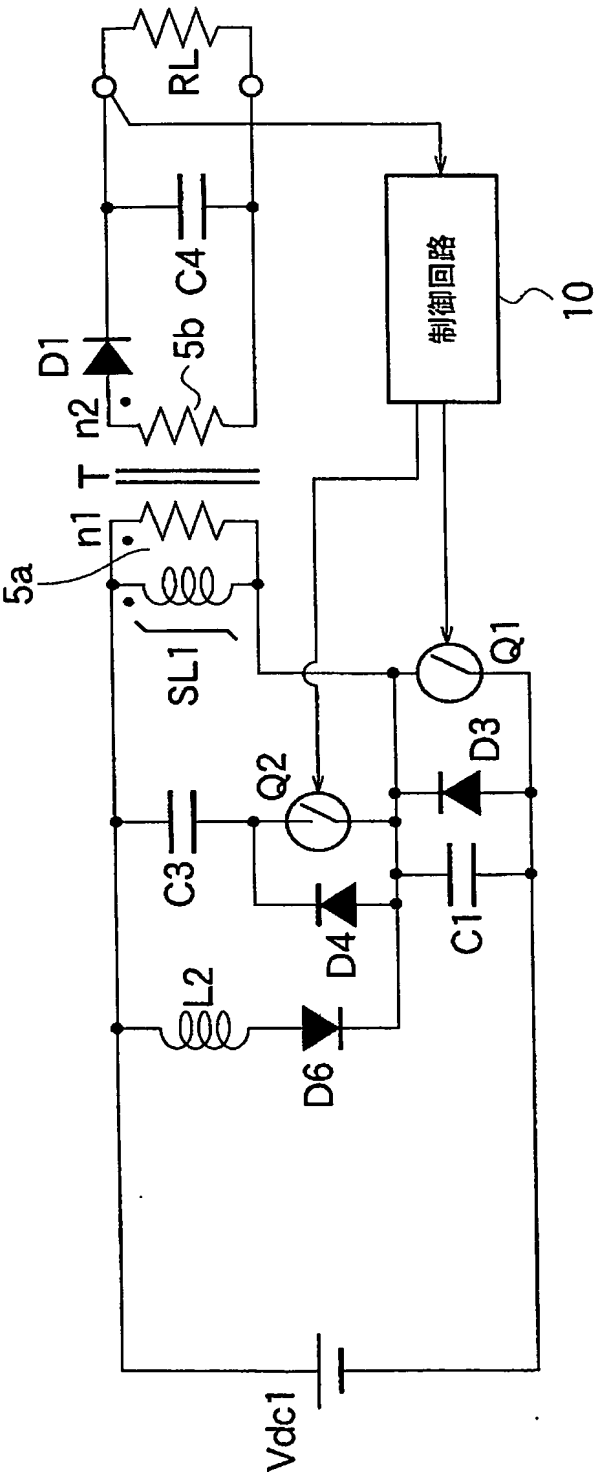
【図 5】



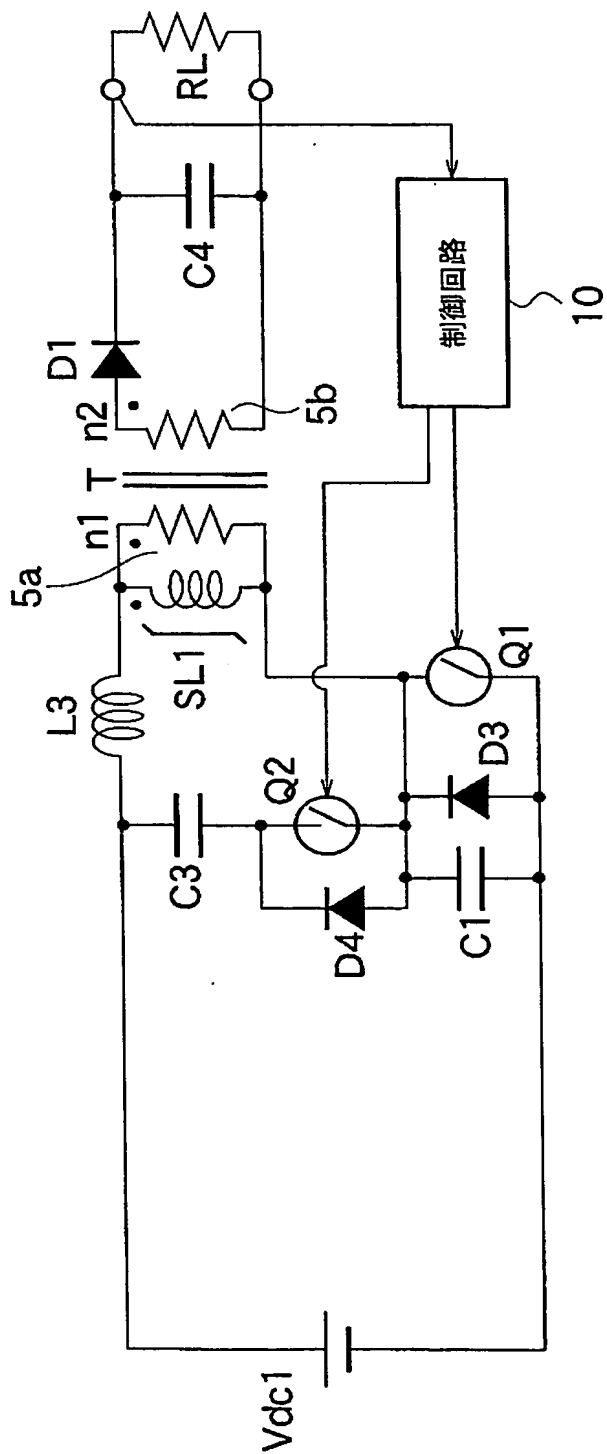
【図 6】



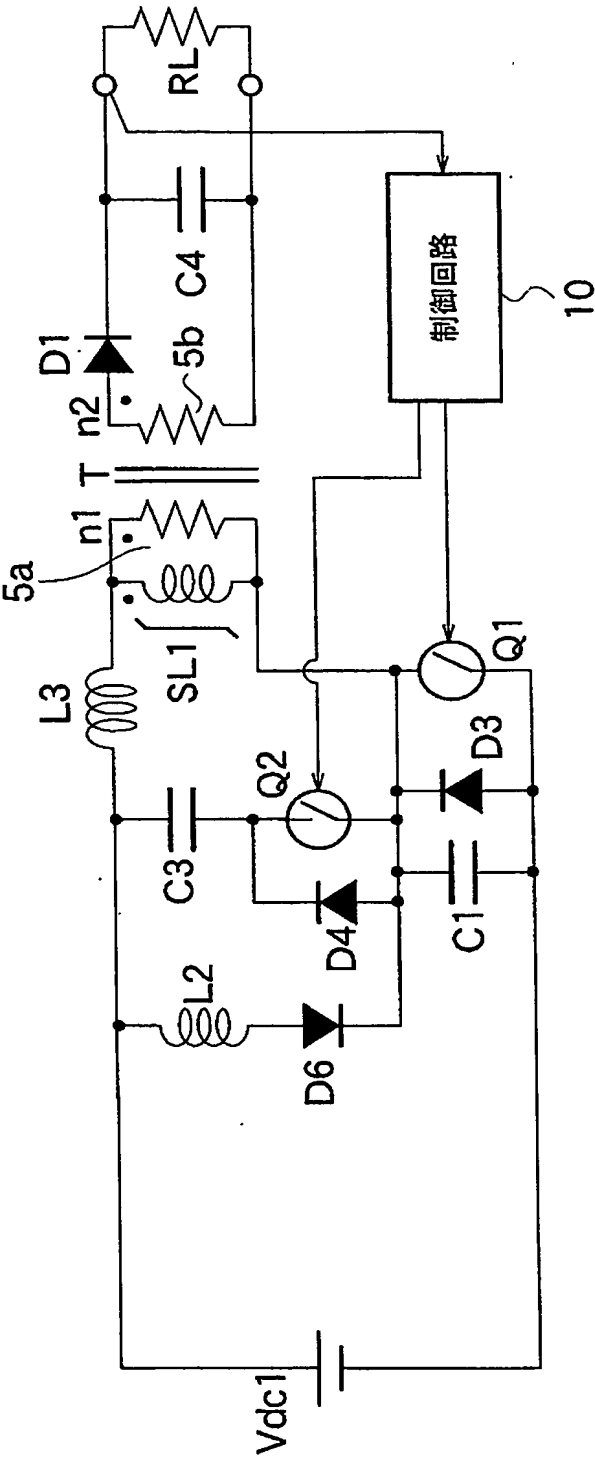
【図 7】



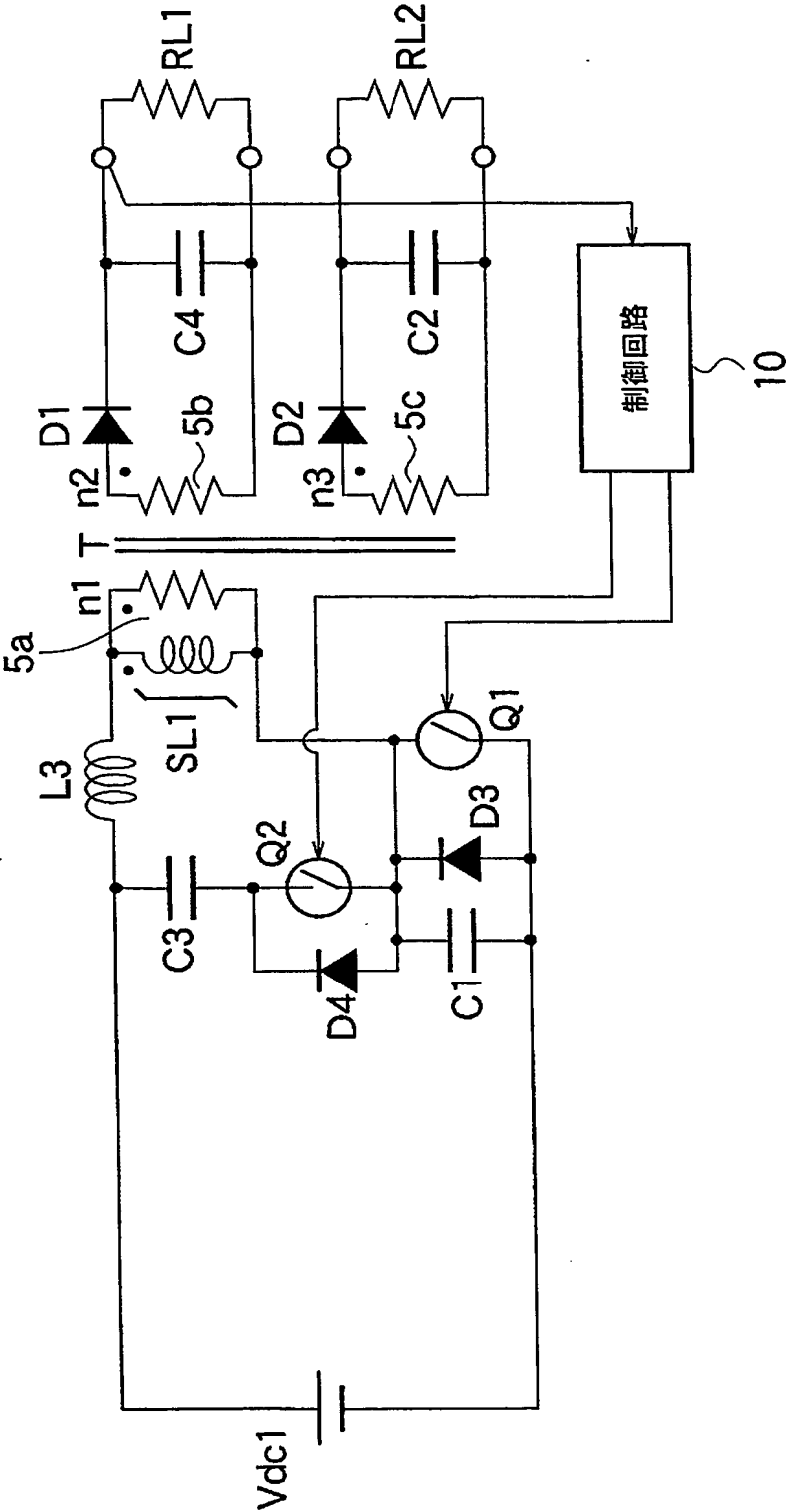
【図 8】



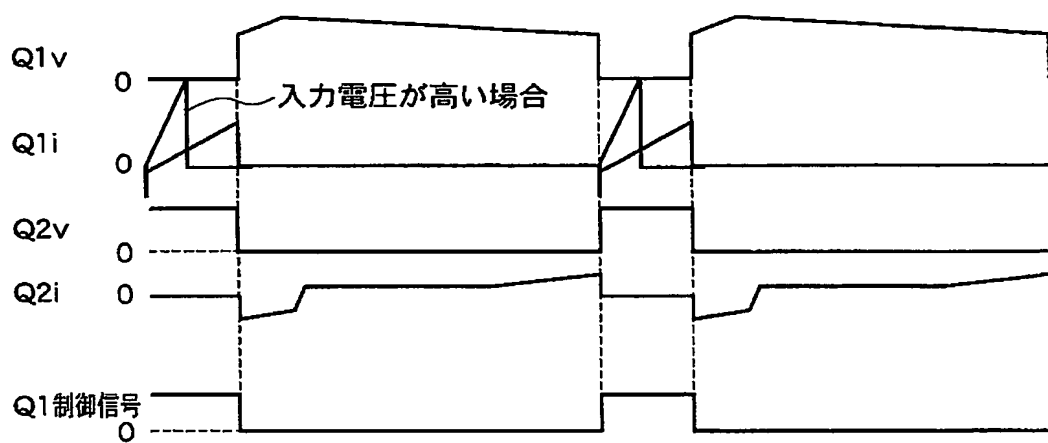
【図 9】



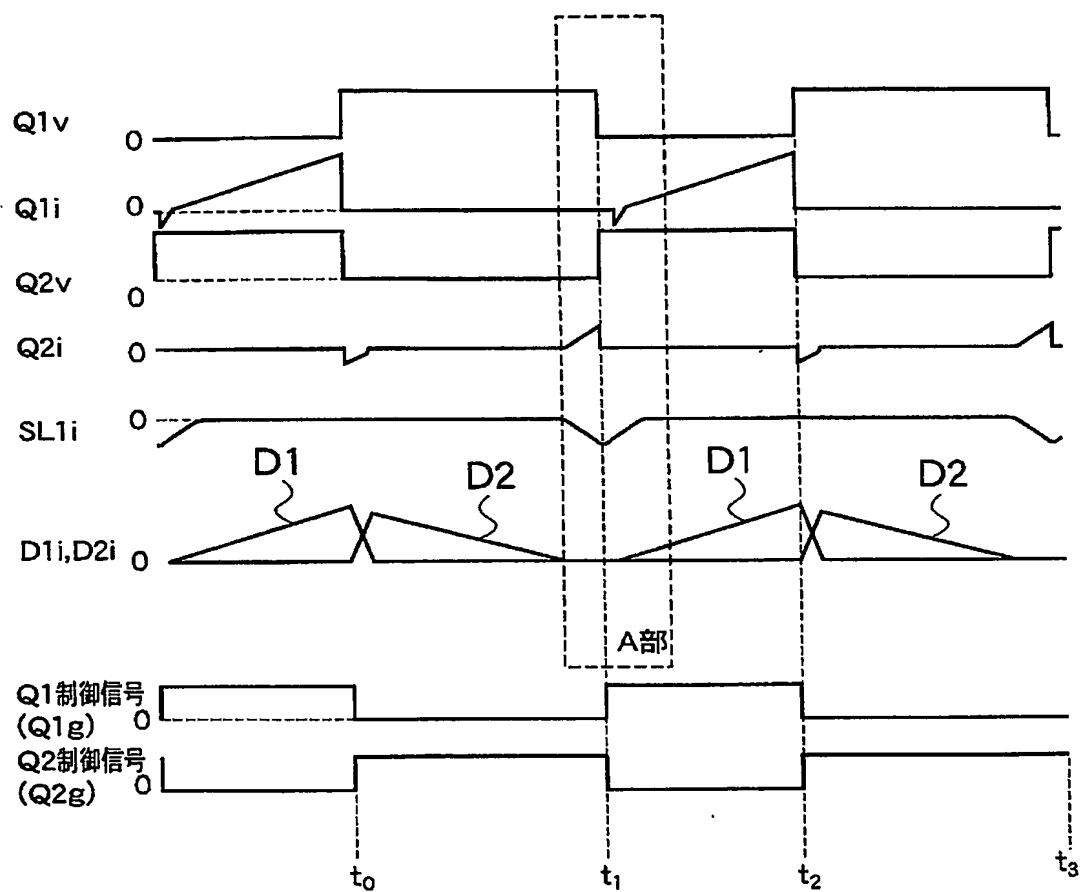
【図10】



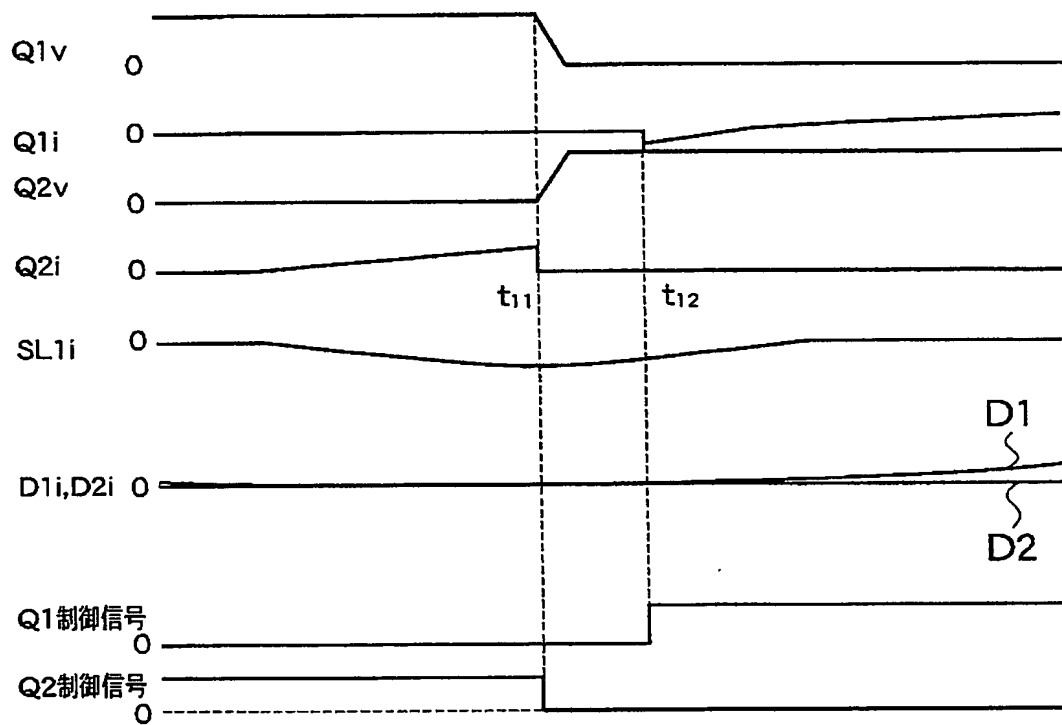
【図 11】



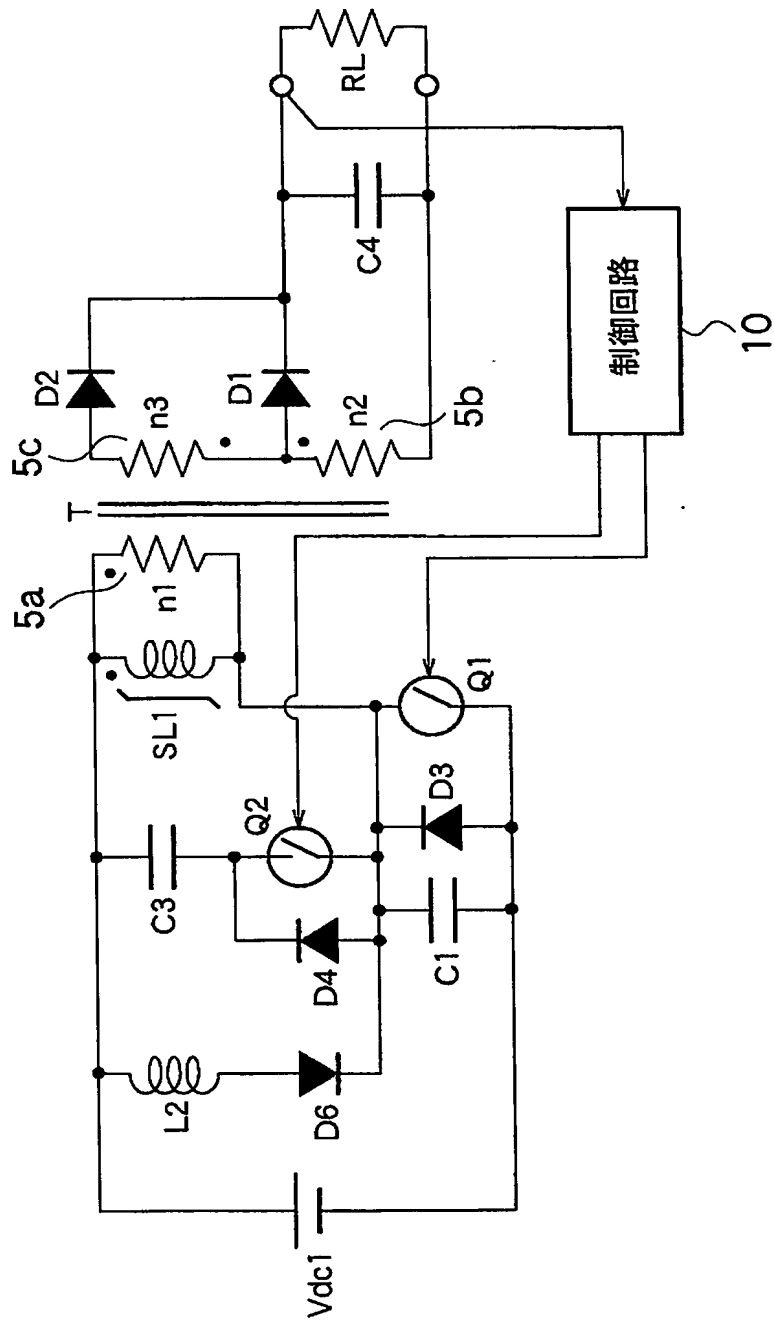
【図 13】



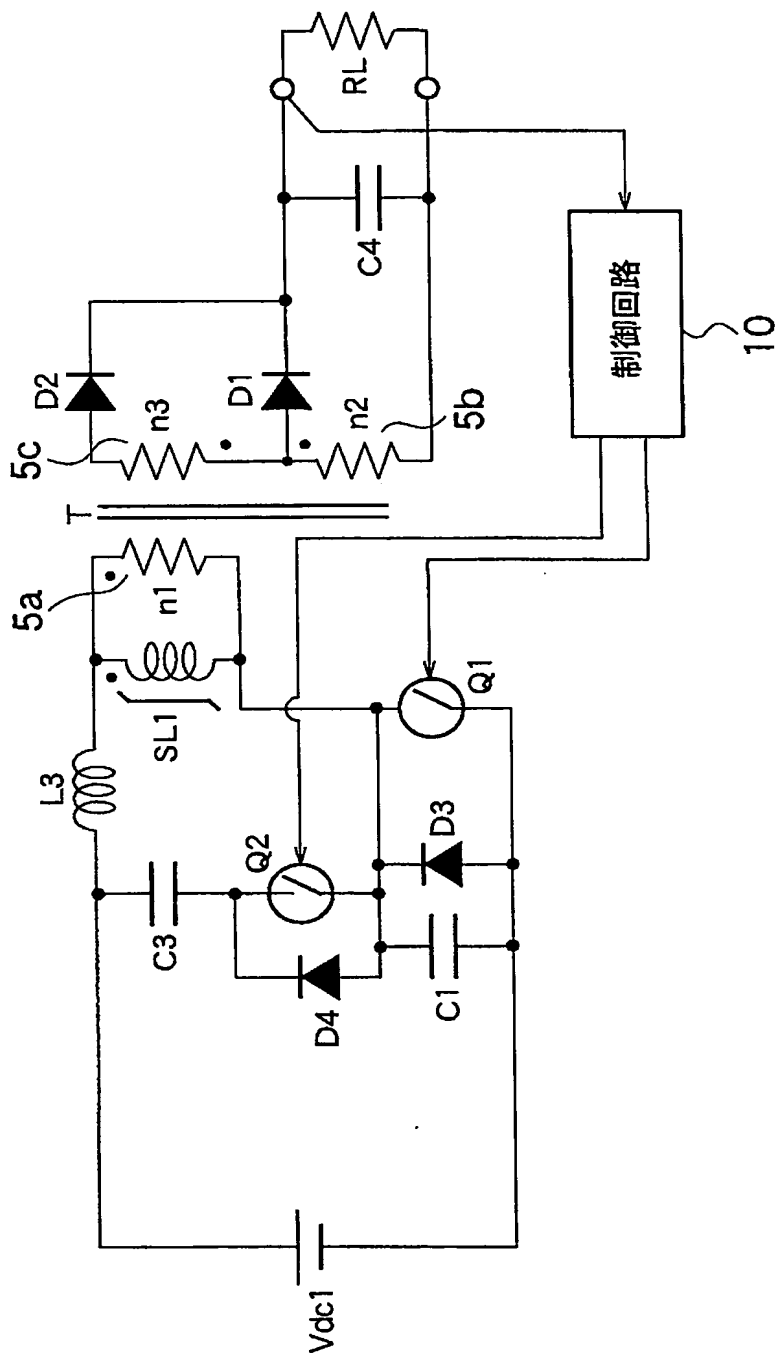
【図 14】



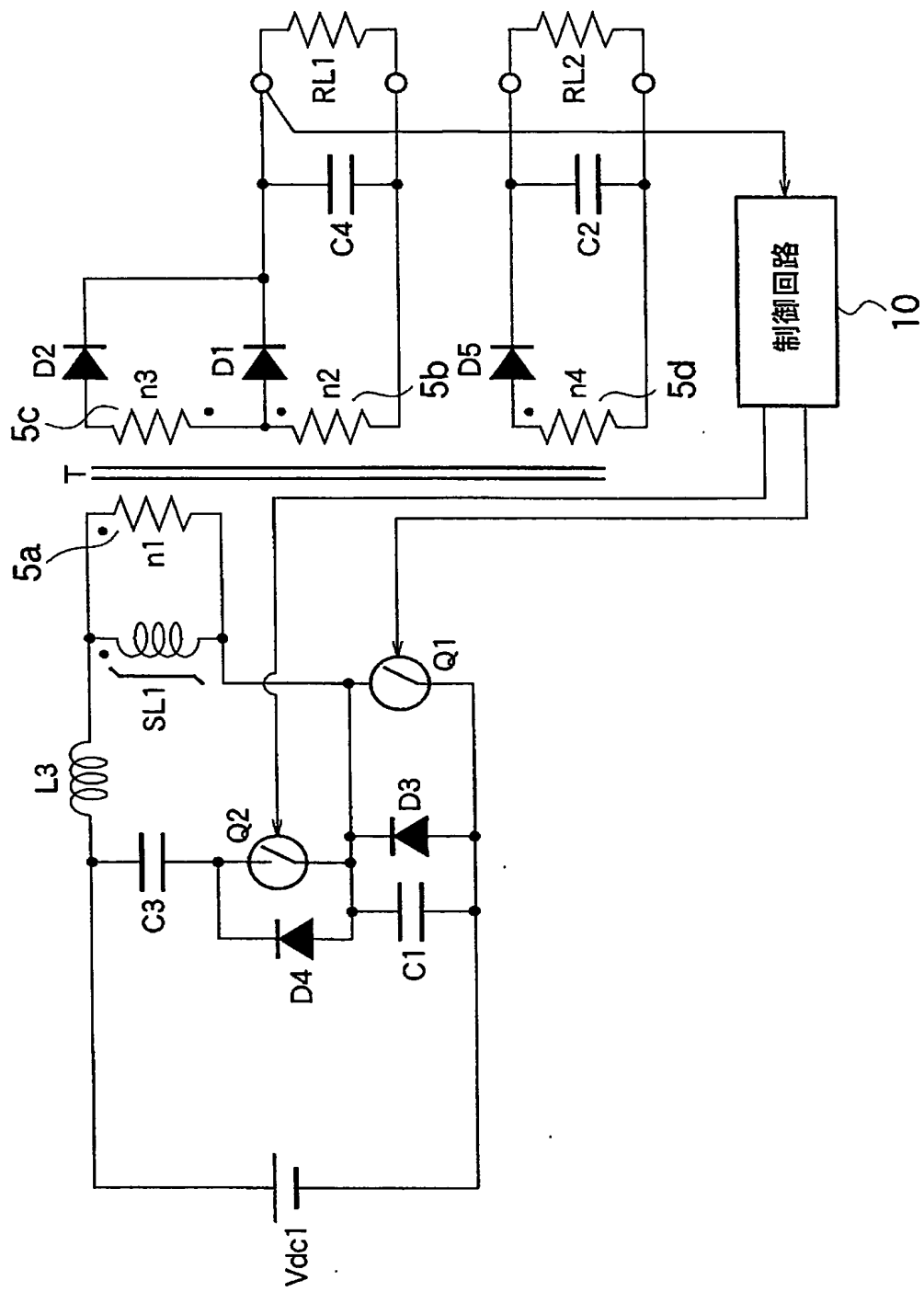
【図 15】



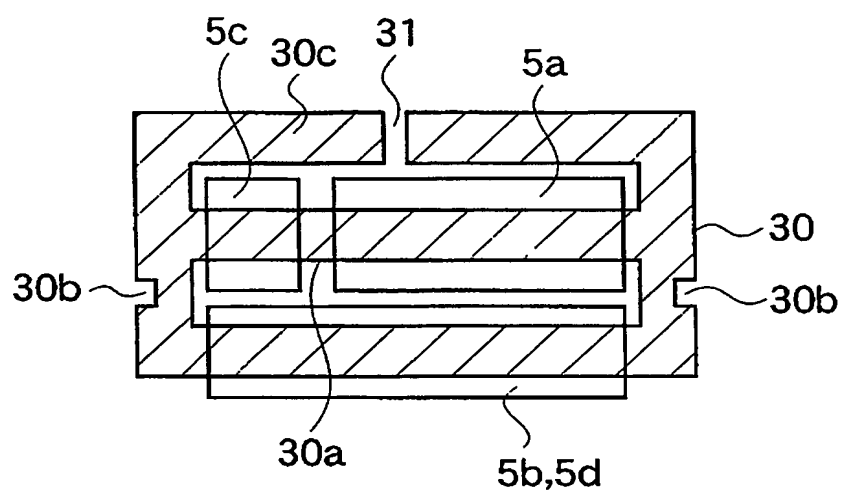
【図 16】



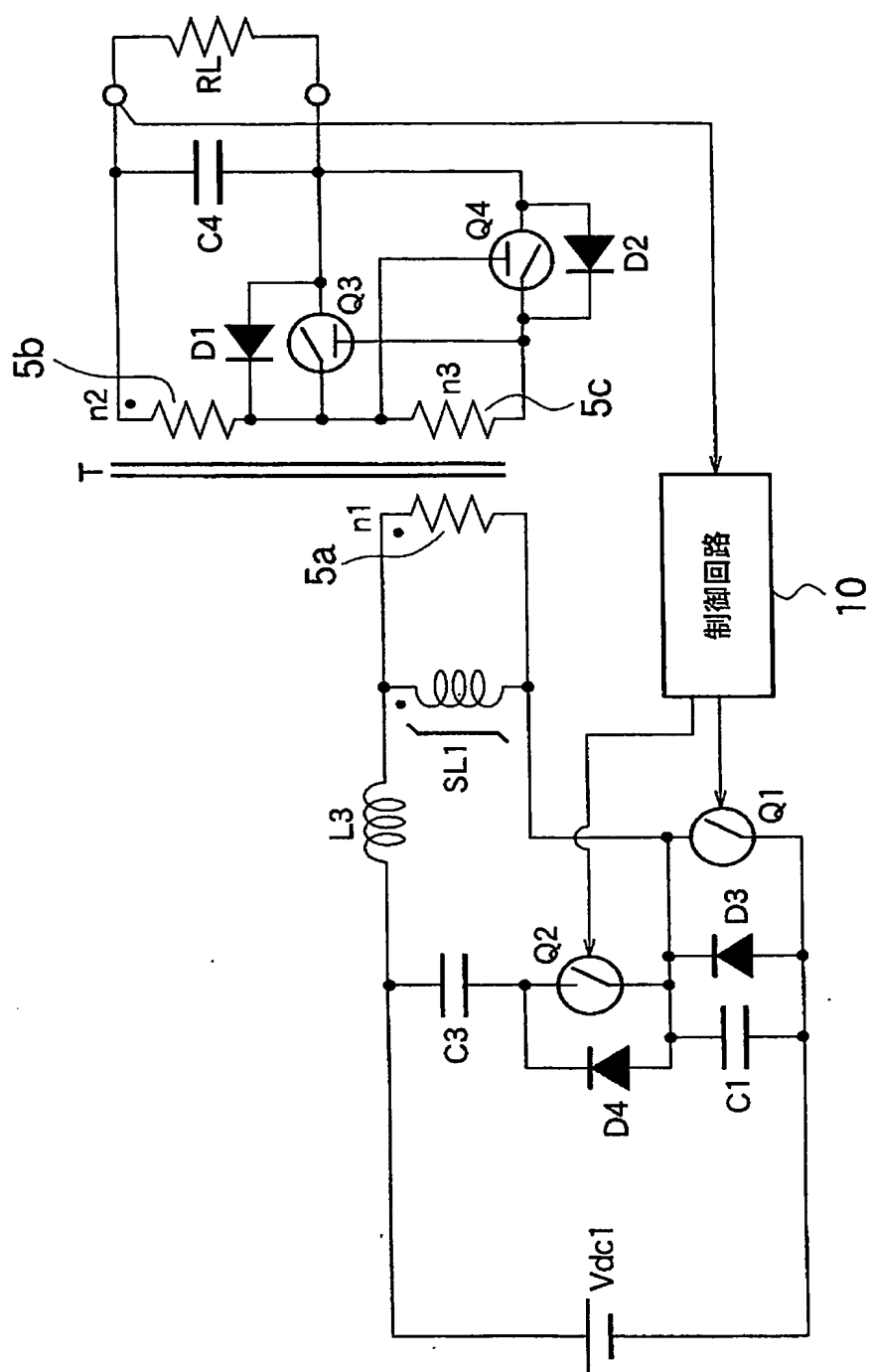
【図 17】



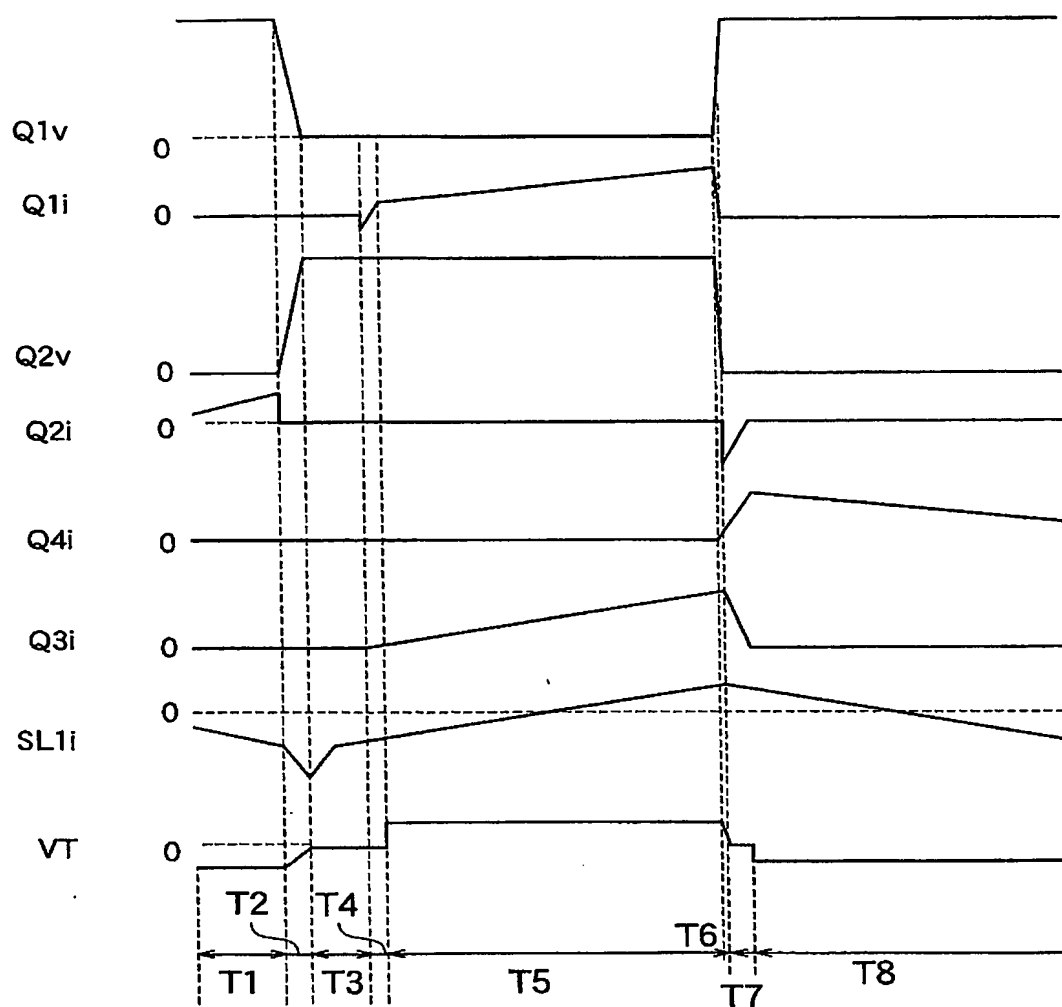
【図 18】



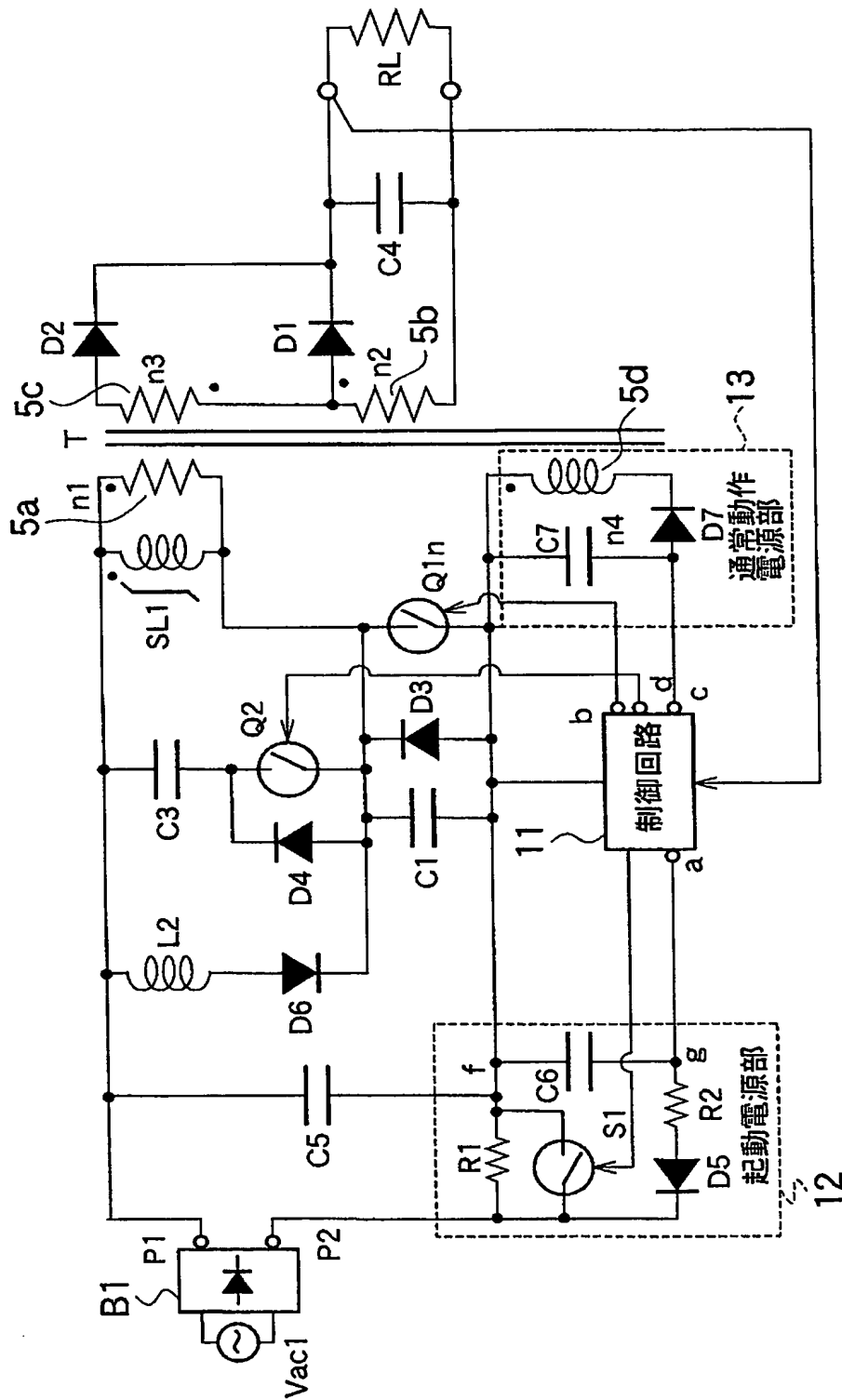
【図 19】



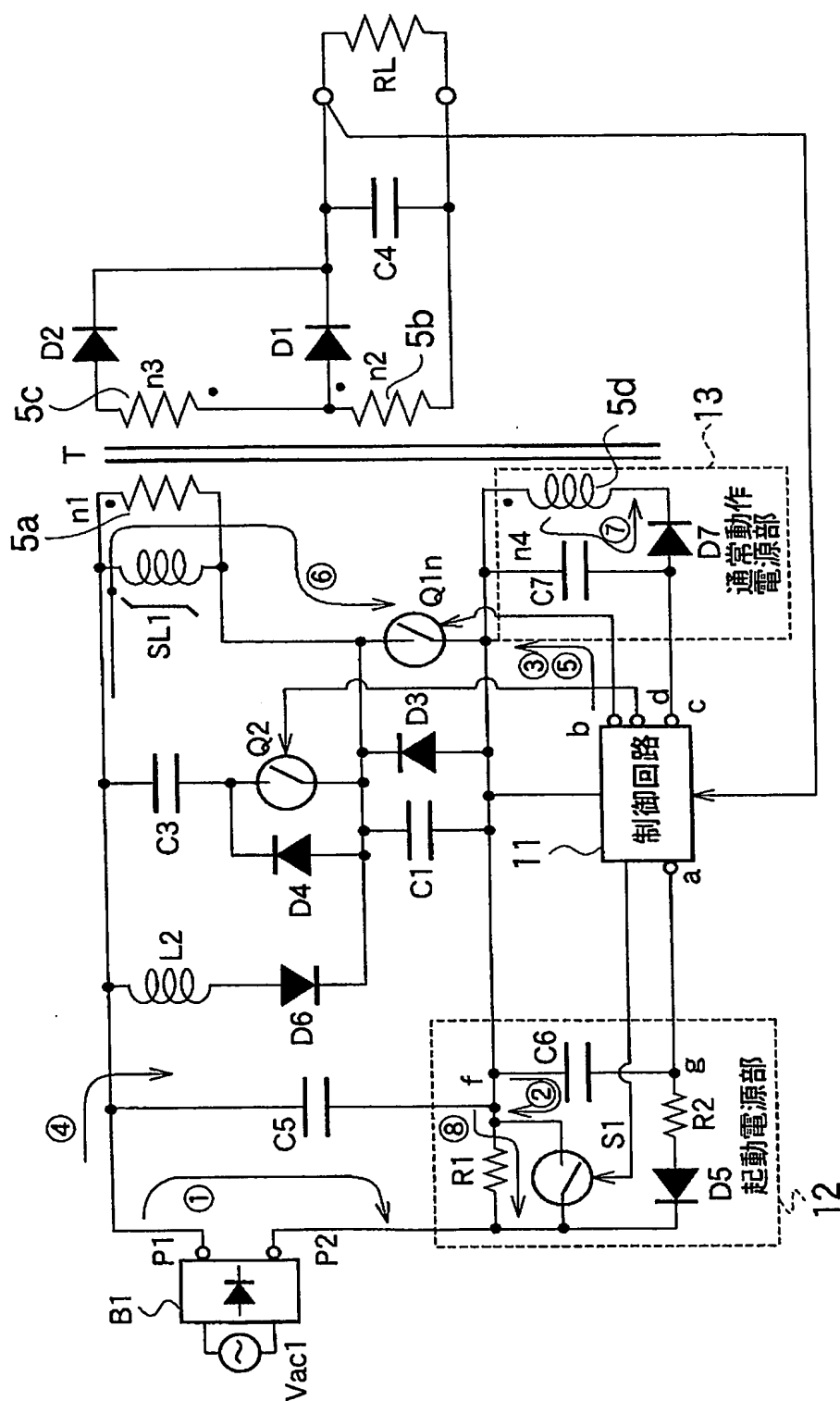
【図 20】



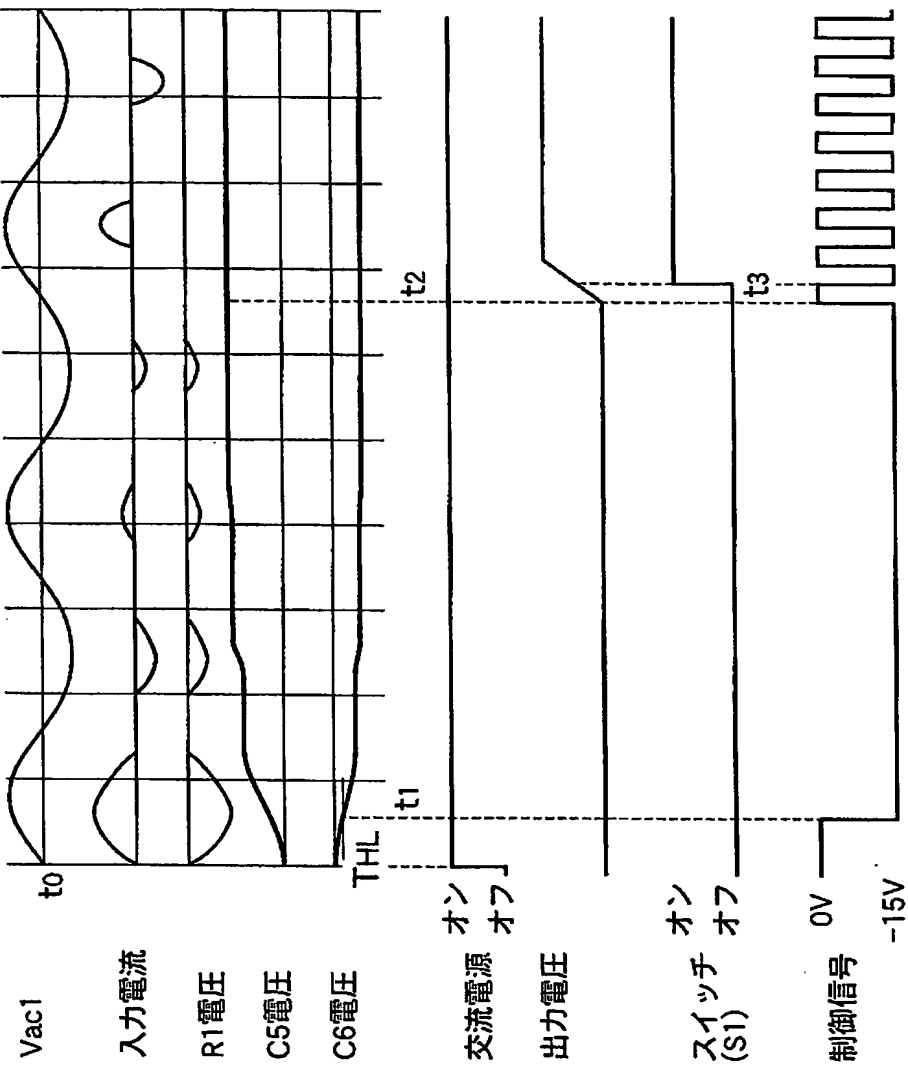
【図 21】



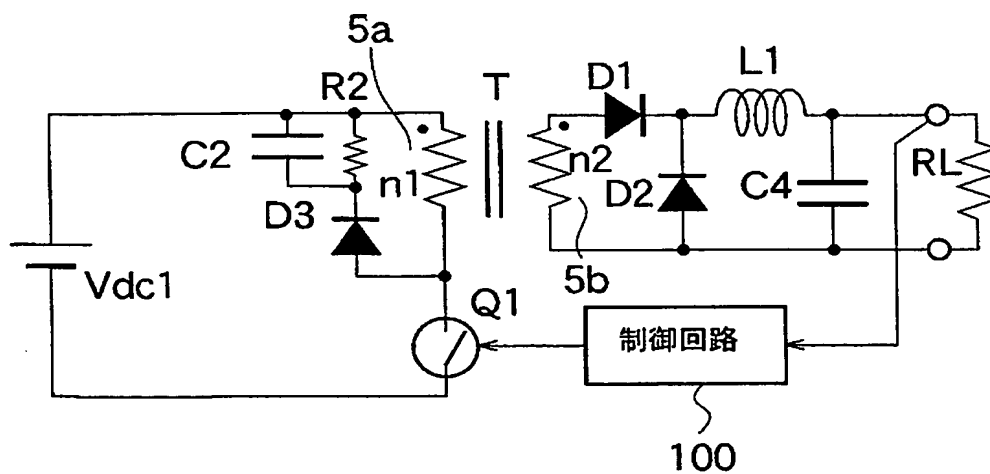
【図 22】



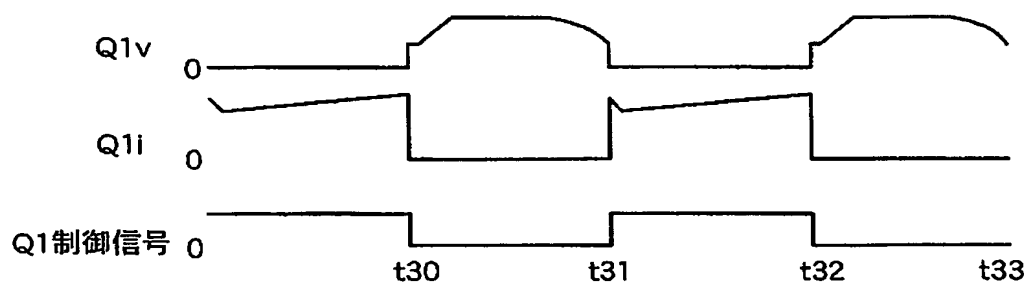
【図 23】



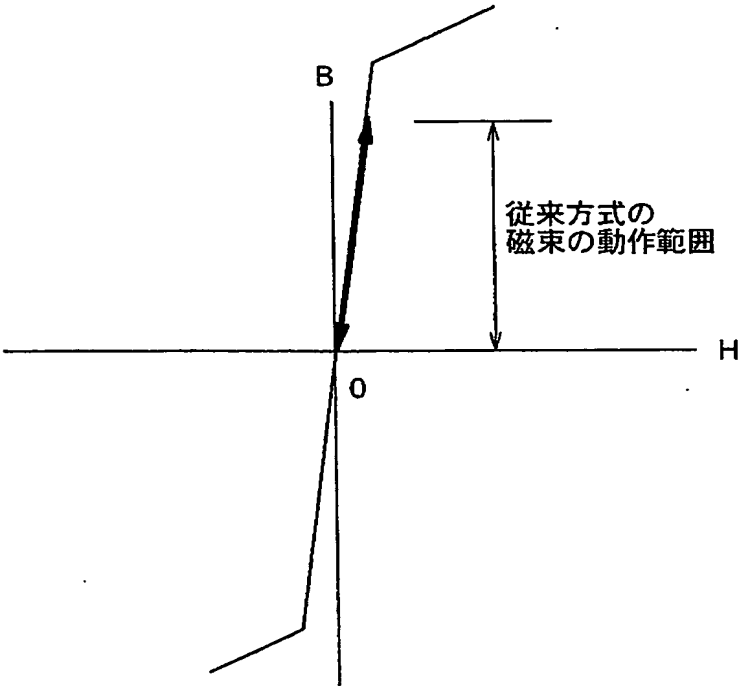
【図 24】



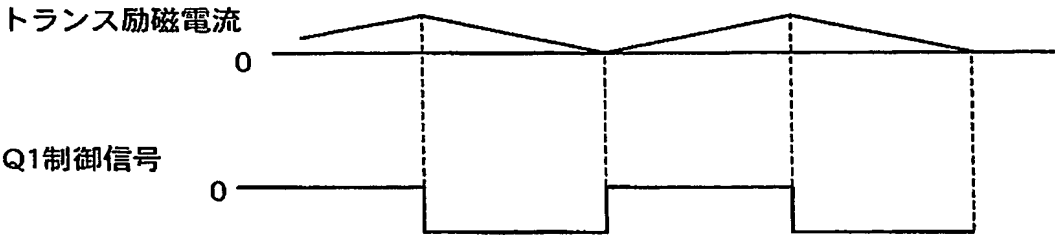
【図 25】



【図 26】



【図 27】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 トランスの小型化とスイッチのゼロ電圧スイッチングを可能とし、小型、高効率、低ノイズ化することができる直流変換装置を提供する。

【解決手段】 直流電源 V_{dc1} の両端に接続され、トランス T の 1 次巻線 $5a$ とリアクトル $L4$ とスイッチ $Q1$ とが直列に接続された第 1 直列回路と、トランス T の 2 次巻線 $5b$ に直列に接続されたダイオード $D1$ 及び該ダイオード $D1$ と 2 次巻線 $5b$ との直列回路に並列に接続されたコンデンサ $C4$ を有する整流平滑回路と、スイッチ $Q1$ をオン／オフさせる制御回路 10 と、トランス T に直列に接続され、スイッチ $Q1$ がオン時にリアクトル $L4$ に蓄えられたエネルギーをスイッチ $Q1$ がオフ時に 2 次側に還流させる補助トランス Tb とを有する。

【選択図】 図 12

特願 2 0 0 2 - 3 2 1 1 0 5

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 1 0 6 2 7 6]

1. 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 3 1 日

[変更理由]

新規登録

住 所

埼玉県新座市北野 3 丁目 6 番 3 号

氏 名

サンケン電気株式会社

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☒ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☒ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.